
Biblioteca
nazionale
centrale
di Roma


Biblioteca
nazionale
centrale
di Roma


Biblioteca
nazionale
centrale
di Roma

Vol. III - N. 1 (PUBBLICAZIONE BIMESTRALE) FEBBRAIO 1934 - XII

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI
RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

SOTTO IL PATROCINIO
DEL CONSIGLIO NAZIONALE DELLE RICERCHE
DELL' ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
DELLA SOCIETÀ ITALIANA DI FISICA







ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
MILANO (2/2) - VIA SAN PAOLO, N. 10

CONTO CORRENTE CON LA POSTA

A.F. III-1 FEB. 1934

Vol. III Febbraio 1934 - XII N. 1

ALTA FREQUENZA

DATI E MEMORIE SULLE RADIOCOMUNICAZIONI E RIVISTA DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

Edita dall'Associazione Elettrotecnica Italiana
Redazione e Amministrazione: Milano (2/2), Via S. Paolo, 10

SOMMARIO

Note di Redazione: Terzo anno - Resistenze negative - Misuratori d'induttanza - Costruzione industriale di tubi riceventi - Della comprensione fra gli studiosi di scienze diverse . . . Pag. 1

Memorie e Articoli:

A. Pinciroli: Resistenze negative di tubi elettronici e loro misura . . . 5

G. Rutelli e G. Sacerdote: Induttometro elettrodinamico a lettura diretta 20

E. Jervis: Aspetti della tecnica moderna di fabbricazione dei tubi elettronici riceventi . . . 33

Recensioni: Abbreviazioni di titoli di periodici - Amplificatori - Antenne - Circuiti, quadripoli, filtri - Disturbi e fenomeni perturbatori - Elettroacustica - Elettrofisica e magnetofisica - Fisica generale - Fonografia e cinematografia sonora - Generatori, oscillatori - Linee e condutture - Materiali - Misure - Piezoelettricità . . . 46

Cronaca tecnica: Acustica delle costruzioni - Disturbi e fenomeni perturbatori - Generatori, oscillatori - Impianti e accessori telefonici - Telegrafia e telescrittura . . . 90

Libri e Pubblicazioni: M. Fano: *Il telefono negli Stati Uniti d'America* - E. Jahnke u. F. Emde: *Funktionentafeln mit Formeln und Kurven - Tables of Functions with Formulae and Curves* - G. Valensi: *Théorie de la transmission téléphonique* - J. Mercier: *Les circuits oscillants - Introduction à l'étude de la Radiotechnique* . . . 93

Brevetti: Antenne per onde corte - Tubi elettronici a caratteristiche variabili - Dispositivi per linee ad alta frequenza - Perfezionamento nei radiotrasmettitori - Amplificatore telefonico sui cordoni - Attenuatori - Dispositivi di modulazione - Sistema ricevente per televisione . . . 97

Nuovi Apparecchi:

L. A. Zanni: Dispositivi di prova della velocità dei dischi combinatori e dispositivo di autochiamata . . . 106

Informazioni e Notizie: Corso di Acustica architettonica - Concorso internazionale al premio « Augusto Righi » - La situazione telefonica dell'Italia - Impiego delle onde corte nell'aviazione civile - Moderni trasmettitori radiofonici tedeschi di grande potenza . . . 112

Necrologie: Cesidio Giovanni Di Pirro . . . 127

Résumés en langue française
English summaries
Summarische Uebersichten in deutscher Sprache

Vol. III Febbraio 1934 - XII N. 1

ALTA FREQUENZA



Terzo anno.

Il secondo volume di *Alta Frequenza,* più ampio e più ricco del primo, è compiuto e conchiuso. Il passaggio dal ritmo trimestrale a quello bimestrale si è attuato senza inconvenienti o ritardi e sarà continuato nel terzo volume, che oggi si inizia.

Scrivevamo or è un anno di essere ben consci, che la meta cui tendiamo, quella di pubblicare nella nostra lingua una rivista capace di tenere in tutto degnamente il suo posto, e per qualche verso anche di primeggiare, fra le maggiori straniere, è una meta che non si raggiunge in uno o in due o in tre anni. Lo confermiamo oggi con più matura esperienza del nostro lavoro, con più minuta e profonda visione dei molti perfezionamenti da ricercare.

E' legge, di materia e di spirito, che vita non esista, ove non le si accompagni un'assidua tendenza al « divenire ». Questo stimolo urge e sollecita la nostra opera; esso ci spinge a rinnovare il fervido appello alla collaborazione di tutti gli studiosi che coltivano le scienze cui è dedicato il periodico. Vorremmo che i frutti dell'opera, appassionata e tenace, che lo alimenta, maturassero appieno e riuscissero degni del nome italiano e graditi a quanti ci serbano fiducia, consenso ed aiuto.

Resistenze negative.

Il nostro più autorevole confratello nella stampa tecnico-scientifica italiana [1] confrontava argutamente, pochi giorni or sono, l'uso del tubo elettronico nel campo delle misure elettriche, con l'impiego di un metro di gomma elastica nelle misure di lunghezza. La caustica osservazione dà chiara idea del cammino, che si deve ancora percorrere, per portare il tubo elettronico alla perfezione di un organo il cui comportamento sia definito con sufficiente esattezza: almeno con quella stessa esattezza con cui si può individuare il modo di comportarsi di altri assai più semplici elementi di un circuito elettrico.

La via da seguire è duplice: da un lato occorre il perfezionamento continuo della tecnica costruttiva (e di esso rende conto un'altra nota che compare in questo stesso fascicolo), dall'altro si richiede una conoscenza sempre più precisa delle proprietà dei tubi, cioè un processo di affinamento e nello

(1) L'Elettrot., 1934, XXI, p. 49.

stesso tempo di semplificazione delle misure sui tubi stessi. A questo processo reca un nuovo contributo l'ing. PINCIROLI nel lavoro che pubblichiamo. Ove, riassunti i metodi noti per la misura della resistenza negativa (il concetto — e sia pure un concetto artificiale e convenzionale — di « resistenza negativa » è così comodo, che ha preso ormai cittadinanza nella tecnica e non ha più bisogno di essere definito e illustrato), se ne propone uno nuovo, con cui si effettua la misura del valore incognito per mezzo di una resistenza positiva di confronto. In pari tempo sono messe in luce le possibilità offerte, riguardo al valore della resistenza negativa, dai tubi elettronici a molti elettrodi, ed in particolare da quelli che ne hanno più di quattro.

Misuratori d'induttanza.

E' ben nota la differenza pratica fra le misure che possono compiersi con una semplice lettura sulla scala graduata di un apparecchio di rapida e comoda inserzione, e quelle per le quali occorre invece tutto un procedimento sperimentale per raccogliere gli elementi utili alla determinazione dell'incognita. E' naturale che, specialmente nella tecnica delle misure industriali, sia sempre attesa ed accolta con simpatia la disponibilità di mezzi del primo tipo, purchè naturalmente le loro indicazioni risultino abbastanza approssimate, ed il loro impiego non sia limitato da condizioni molto speciali od entro campi assai ristretti di variazione della grandezza da misurare.

Riserve queste, che hanno una notevole importanza, tanto è vero che non a tutti gli apparecchi « a lettura diretta » per misure speciali ha arriso uguale fortuna: mentre gli ohmmetri ed i fasometri trovano un impiego abbastanza largo, non altrettanto può dirsi degli ondametri a lettura diretta, quasi completamente abbandonati, e dei capacimetri, la cui diffusione è tuttora piuttosto scarsa.

La possibilità di disporre di uno strumento che indichi in modo immediato il valore di una induttanza è stata studiata dai colleghi SACERDOTE e RUTELLI, i quali riferiscono circa la teoria dell'apparecchio e le prove preliminari che hanno consentito di verificare i vantaggi dell'applicazione. Questa presenta alcune analogie con l'uso ben noto dei « quadri incrociati », ma ha caratteristiche peculiari degne di rilievo: importante fra le altre, l'attitudine a fornire indicazioni indipendenti dalla frequenza della corrente di alimentazione.

Non è facile pronunciarsi sulle pratiche probabilità di diffusione del nuovo induttometro, presentato ora come apparecchio da laboratorio, d'installazione delicata e per letture a riflessione. La stessa richiesta relativamente limitata delle misure d'induttanza e la possibilità di rispondervi, nella grande maggioranza dei casi pratici, con mezzi di cui si dispone anche per altri scopi, riducono il bisogno che la tecnica oggi ne sente;

ma non mancano certo applicazioni che potrebbero trarre vantaggio dal nuovo strumento: ad esempio la misura sistematica e rapida di grandi serie d'induttanze o lo studio del modo di variare dei coefficienti d'autoinduzione al variare della frequenza.

Costruzione industriale di tubi riceventi.

Non poche industrie, specie nel campo delle comunicazioni elettriche, presentano in modo tipico quei requisiti, che le dimostrerebbero adatte a svilupparsi in Italia assai più e meglio di quanto non sia accaduto finora. Vogliamo dire di quelle industrie, onde può avvantaggiarsi un paese povero di materie prime e ricco di mano d'operà abile e intelligente.

Analizzare le ragioni per cui importiamo ancora dall'estero, in grande numero di esemplari, apparecchi e materiali minuti, che ben si potrebbero — e dovrebbero — costruire in Italia; esaminare in ispecie, se ed in qual misura abbiano a ciò contribuito insufficienza di preparazione nel campo della ricerca scientifica ed eventuali deficienze dell'insegnamento tecnico superiore e medio, ci porterebbe troppo lontano.



Dobbiamo comunque rallegrarci di ogni passo compiuto verso uno sviluppo industriale, che elimini quella nostra inferiorità, rallegrarci ad esempio del nuovo impulso dato in Italia alla costruzione in grandi serie dei tubi elettronici riceventi.

Della più moderna tecnica di tale fabbricazione si occupa l'ing. JERVIS nella nota, che compare in questo fascicolo. Essa offre un quadro assai interessante dei grandi progressi compiuti negli ultimi tempi, delle difficoltà superate, ed anche dei più recenti problemi affrontati per rendere la piccola ampolla elettronica capace di compiere, in modo perfetto e preciso, sempre nuovi prodigi.

Della comprensione fra gli studiosi di scienze diverse.

Nella speranza di promuovere una più feconda collaborazione fra varie scienze, che vengono in contatto per diverse vie con i medesimi problemi, non è forse inopportuno mettere in rilievo talune diversità e talune discrepanze, che rendono spesso laborioso il raggiungimento dello scopo.

Si ha di ciò un esempio manifesto, se si confrontano certi lavori di argomento fisiologico e biologico con lavori di carattere prevalentemente fisico, quando tanto gli uni quanto gli altri trattino di questioni interessanti ambedue le discipline.

Il confronto non può non suggerirci, almeno dal nostro punto di vista, il rammarico di constatare, che fisiologi e biologi mostrano spesso di non tenere in alcun conto quel rigore scientifico, a cui cerchiamo sempre più di avvezzare le nuove generazioni di studiosi, ed appariscono poco informati dei progressi recenti della nostra tecnica, dei quali pure potrebbero grandemente giovarsi nei loro lavori.

L'inconveniente sembra doversi attribuire non tanto ad una effettiva differenza di mentalità e di metodo, quanto ad una insufficiente informazione dei singoli studiosi riguardo a discipline distinte dalla loro, ma non prive di punti di contatto con essa. E' questo un altro dei malanni della « specializzazione », favorita e, fino ad un certo segno, imposta dallo estendersi sempre più vasto della conoscenza. Gli studiosi si chiudono entro campi ristretti, che purtroppo tendono a divenire compartimenti stagni, così da ostacolare quel benefico scambio di vedute e di idee, che condurrebbe indubbiamente a fecondi sviluppi.

Non si può oggi pensare ad avere scienziati come Helmholtz, che, fisico e medico al tempo stesso, potè fondare su solide basi la fisica fisiologica delle sensazioni, così per la luce, come per il suono. Al contrario, constatiamo ad esempio già nel nostro campo il delinearsi di un solco sempre più profondo tra due rami dell'elettrotecnica, quello delle così dette correnti « forti » e quello delle correnti « deboli ».

Quali i rimedi contro un simile stato di cose?

Ottimo provvedimento sarebbe la fondazione di istituti « misti », quale ad esempio l'Istituto di scienze fisico-biologiche E. de Rothschild di Parigi; ma una larga attuazione di provvedimenti del genere urta contro evidenti difficoltà di ordine economico, che già ora ostacolano e rendono stentata la vita di molti istituti.

Nè ci si può liberare per contro da un po' di scetticismo, se si guarda a certi congressi a base molto allargata, a certi giornali scientifici (nel senso ristretto della parola) e nello stesso tempo divulgativi, a certe iniziative e direttive troppo generiche e quindi anche vaghe ed imprecise.

La soluzione si può forse ricercare anzi tutto nell'ordinamento degli studi universitari, che già tende a lasciare una certa libertà di programmi, per cui studenti di chimica o di fisica frequentano le aule di biologia, e studenti di fisica seguono corsi di ingegneria, e via dicendo.

Il penetrare, attraverso le lezioni, le esercitazioni di laboratorio, il contatto continuo con i docenti e con i colleghi di studio, nello spirito di diversi indirizzi scientifici, darà indubbiamente ai migliori, cioè ai giovani più dotati di spirito critico e di facoltà di discernimento, la capacità di fondere insieme nozioni e concetti entro nuovi schemi, più comprensivi e perfetti di quelli elaborati in un solo campo e con più ristretta mentalità.

Sarebbe motivo di grande soddisfazione per quanti dedicano le loro fatiche a questo periodico poter pensare che esso contribuisse in qualche modo alla collaborazione ora auspicata e all'affinamento dell'attività scientifica in Italia.

LA REDAZIONE.

RESISTENZE NEGATIVE DI TUBI ELETTRONICI E LORO MISURA

ANDREA PINCIROLI

Si richiama, nelle sue linee fondamentali, il fenomeno della emissione secondaria di elettroni; si considera poi il fenomeno nei tubi elettronici. Illustrati i vari metodi che sono stati studiati per la misura della resistenza negativa, viene proposto un nuovo metodo che presenta il vantaggio di fornire direttamente il valore della resistenza negativa dalla lettura di una consueta cassetta di resistenze a decadi. Infine si mostra la possibilità di ottenere valori della resistenza negativa più piccoli, in valore assoluto, di quelli che si sono ottenuti prima d'ora, impiegando tubi elettronici a cinque elettrodi.

1. - Il fenomeno dell'emissione secondaria (1).

Quando un gruppo di elettroni urta la superficie di un solido, alcuni di essi vengono riflessi. La percentuale degli elettroni riflessi dipende dall'angolo d'incidenza, dallo stato fisico e dalla natura chimica della superficie urtata, e dalla velocità degli elettroni. Solo a scopo di orientamento si può ritenere che la percentuale degli elettroni riflessi sia compresa tra qualche per cento ed il 20-30 per cento. Ricorderemo inoltre che la riflessione non risulta speculare ma bensì diffusa; di ciò ci si rende facilmente conto ricordando che la dimensione dell'elettrone è piccolissima di fronte alla dimensione degli atomi che costituiscono la superficie riflettente.

Quando, come abbiamo detto, un certo numero di elettroni urta una superficie, oltre alla riflessione si manifesta un altro fenomeno, in certo qual modo analogo alla ionizzazione; detto fenomeno è stato denominato fenomeno della emissione secondaria. Per effetto dell'urto degli elettroni (che denomineremo principali) contro la superficie, da questa fuoriescono elettroni che denomineremo secondari.

E' opportuno ricordare che è molto difficile distinguere sperimentalmente gli elettroni secondari dagli elettroni principali riflessi; il numero dei lavori sperimentali in questo campo è molto grande, ma sfortunatamente sino ad oggi i risultati ottenuti non sono conclusivi.

---

(1) F. Horton e A. C. Davies: An investigation of the effects of electrical collision with Hydrogen - Proc. Roy. Soc., 1920, XCVIII, p. 23.
E. W. B. Gill: The emission of secondary electrons from Nickel - Phil. Mag., 1923, XLV, p. 864.
A. L. Klein: The secondary emission from Nickel surface due to slow positive ion bombardment - Phys. Rev., 1925, XXVI, p. 800.

Riassumiamo ora brevemente i fatti fondamentali che concernono il fenomeno dell'emissione secondaria. Gli elettroni secondari possono essere emessi tanto dai conduttori quanto dai dielettrici. Il numero di elettroni secondari emessi, per elettrone principale, dipende in modo molto importante dalle caratteristiche fisiche e dalla natura chimica della superficie urtata (²); inoltre il numero di elettroni secondari, per elettrone principale, aumenta innalzando la velocità degli elettroni principali, raggiunge un massimo per una velocità in volt equivalenti di alcune centinaia di volt e poi decresce. Le velocità equivalenti degli elettroni secondari sono piccole, dell'ordine di qualche volt, ed inoltre detti elettroni abbandonano la superficie, da cui sono fuoriusciti, in tutte le direzioni.

2. - L'emissione secondaria nei tubi elettronici (³).

Consideriamo dapprima il caso di un tubo elettronico a due soli elettrodi. Per fissare le idee supponiamo che raggiungano l'anodo due elettroni principali dotati di una velocità sufficiente perchè si manifesti la emissione secondaria; di essi uno venga riflesso e l'altro faccia fuoriuscire due elettroni secondari. Non è a nostra disposizione alcun metodo che ci permetta di rivelare la presenza del fenomeno in un tubo elettronico a due soli elettrodi (ciò vale anche per un tubo elettronico a tre elettrodi, quando l'elettrodo vicino al catodo, la consueta griglia di controllo, sia ad un potenziale minore di quello dell'anodo). Senza preoccuparci della traiettoria seguita dagli elettroni secondari possiamo affermare che questi vengono captati dall'elettrodo che li ha emessi.

Se nelle immediate vicinanze dell'anodo poniamo un elettrodo ausiliario a forma di griglia, al quale assegnamo un potenziale positivo superiore al potenziale positivo assegnato all'anodo, gli elettroni secondari e gli elettroni riflessi vengono captati da esso.

Indichiamo con Φ_{ep} quella parte del flusso elettronico principale che raggiunge l'anodo e con Φ_{es} quella parte del flusso elettronico secondario che viene captata dall'elettrodo ausiliario; rispettivamente con I_a (Φ_{ep}) e I_a (Φ_{es}) la corrente anodica relativa al flusso elettronico principale Φ_{ep} e la corrente anodica relativa al flusso elettro-

---

(²) Una superficie liscia in generale emette un numero minore di elettroni che non una superficie rugosa. Un sottilissimo strato di un metallo elettropositivo fa aumentare la emissione secondaria.

(³) A. W. HULL: The Dynatron - Proc. I. R. E., 1918, VI, p. 121.
K. C. VAN RYN: The Numans Oscillator - E. W. a. W. E., 1924, II, p. 134.
H. PAULI: Messung elektrischer Wirkwiderstände mit Hilfe negativer Widerstände - Z. S. f. techn. Phys., 1929, X, p. 592.
Y. ITO: Das Gitterdynatron - E. N. T., 1930, VII, p. 419.
J. HERWEG e G. ULBRICHT: Ueber das Verhalten von Schirmgitterröhren bei Anwesenheit von Sekundärelektronen - H. F. Techn. u. El. Ak., 1933, XLI, p. 189.
C. J. DE LUSSANET DE LA SABLONIÈRE: Die Sekundäremission in Elektronenröhren, namentlich Schirmgitterröhren - H. F. Techn. u. El. Ak., 1933, XLI, p. 195.

nico secondario Φ_{es}; ed infine con I_a la corrente anodica risultante, data dalla differenza $I_a(\Phi_{ep}) - I_a(\Phi_{es})$.

Si possono presentare tre casi distinti:

I	II	III
$\Phi_{ep} > \Phi_{es}$	$\Phi_{ep} = \Phi_{es}$	$\Phi_{ep} < \Phi_{es}$
$I_a > 0$	$I_a = 0$	$I_a < 0.$

In seguito indicheremo con E_a, E_{gs}, E_{gc}, rispettivamente, la tensione applicata all'anodo, all'elettrodo ausiliario, alla griglia di

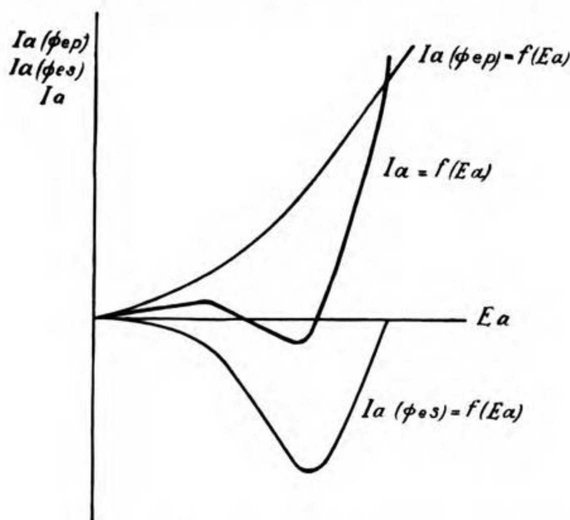


Fig. 1. — Corrente anodica prodotta dal flusso elettronico principale, $I_a(\Phi_{ep})$, corrente anodica prodotta dal flusso elettronico secondario, $I_a(\Phi_{es})$, e corrente anodica risultante, I_a, di un tubo elettronico con tratto di caratteristica negativo.

controllo; e con I_a, I_{gs}, I_{gc}, I_e rispettivamente la corrente dell'anodo, dell'elettrodo ausiliario, della griglia di controllo e di emissione del catodo.

La forma della funzione $I_a = f(E_a)$, per un potenziale costante assegnato all'elettrodo ausiliario (E_{gs} = cost.), è alquanto complicata ed ha l'andamento rappresentato dalle fig. 2, 3, 4, 10. Il punto della caratteristica $I_a = f(E_a)$ riprodotta in fig. 4, per $E_a = 40$ volt, per $E_{gs} = 92{,}5$ volt e per $E_{gc} = -5$ volt, appartiene al caso I; mentre il punto della stessa caratteristica per $E_a = 52{,}5$ volt appartiene al caso II, ed infine il punto della stessa caratteristica per $E_a = 60$ volt appartiene al caso III.

Evidentemente la funzione $I_a = f(E_a)$ è la sola di cui si possa tracciare sperimentalmente la curva; l'andamento di detta caratte-

ristica si può spiegare con l'ausilio delle altre funzioni dedotte dalla interpretazione teorica del fenomeno. Infatti la forma della funzione $I_a(\Phi_{ep}) = f(E_a)$, in cui $I_a(\Phi_{ep})$ rappresenta la corrente anodica dovuta al flusso elettronico principale che raggiunge l'anodo, ha l'anda-

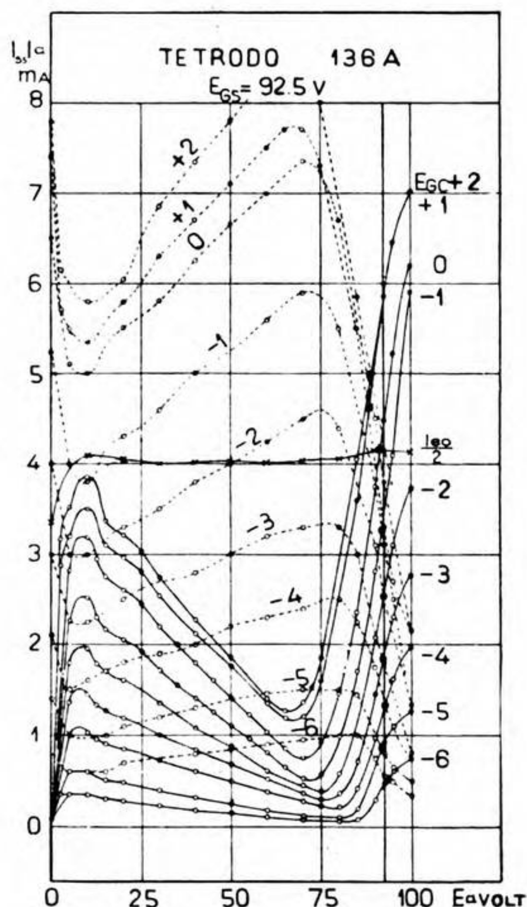


Fig. 2. — Famiglia di caratteristiche $I_a = f(E_a)$ e $I_{gs} = f(E_a)$ per $E_{gs} = 92{,}5$ volt e per diversi valori di E_{gc}, di un tetrodo tipo 136 A.

mento segnato in fig. 1, nella quale è anche riprodotto l'andamento della funzione $I_a(\Phi_{es}) = f(E_a)$, in cui $I_a(\Phi_{es})$ rappresenta la corrente anodica dovuta al flusso elettronico secondario che raggiunge l'anodo. Facendo la somma algebrica delle ordinate delle due curve si ottiene la risultante $I_a = f(E_a)$, che ha l'andamento delle curve sperimentali.

3. - Misura della resistenza negativa.

In generale lo spazio interelettrodico catodo-anodo di un tubo elettronico costituisce un tratto di circuito anomalo; per il quale, se si fa riferimento al concetto di resistenza differenziale (de/di), si trovano condizioni di fùnzionamento in cui la caratteristica decrescente

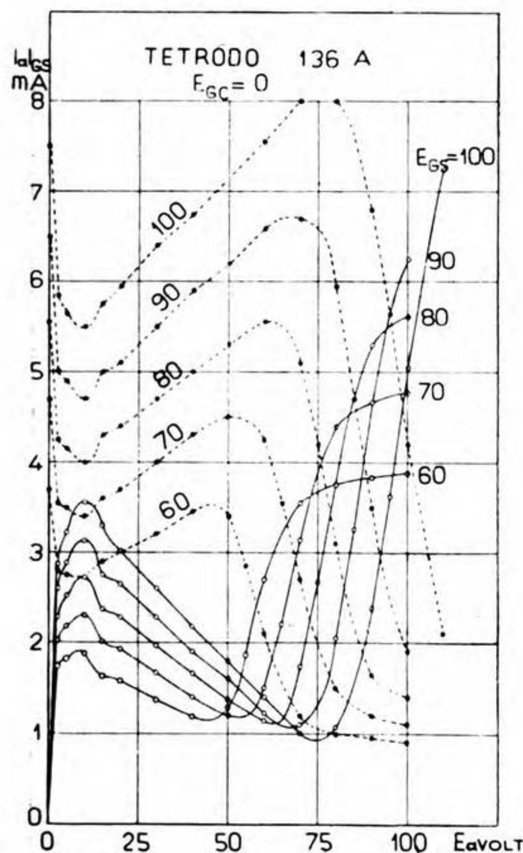


Fig. 3. — Famiglia di caratteristiche $I_a = f(E_a)$ e $I_{gs} = f(E_a)$ per $E_{gc} = 0$ volt e per diversi valori di E_{gs}, di un tetrodo tipo 136 A.

porta a considerare resistenze differenziali negative. Queste, com'è noto, con opportune disposizioni di circuiti, si comportano come resistenze negative vere e proprie rispetto alle componenti alternative di tensione e di corrente.

Si può cambiare il valore della resistenza negativa, variando il flusso elettronico principale oppure la velocità degli elettroni che costituiscono il flusso elettronico principale (elettroni principali). Per

variare il flusso elettronico principale si possono assegnare potenziali diversi ad un elettrodo, a forma di griglia, posto tra il catodo e

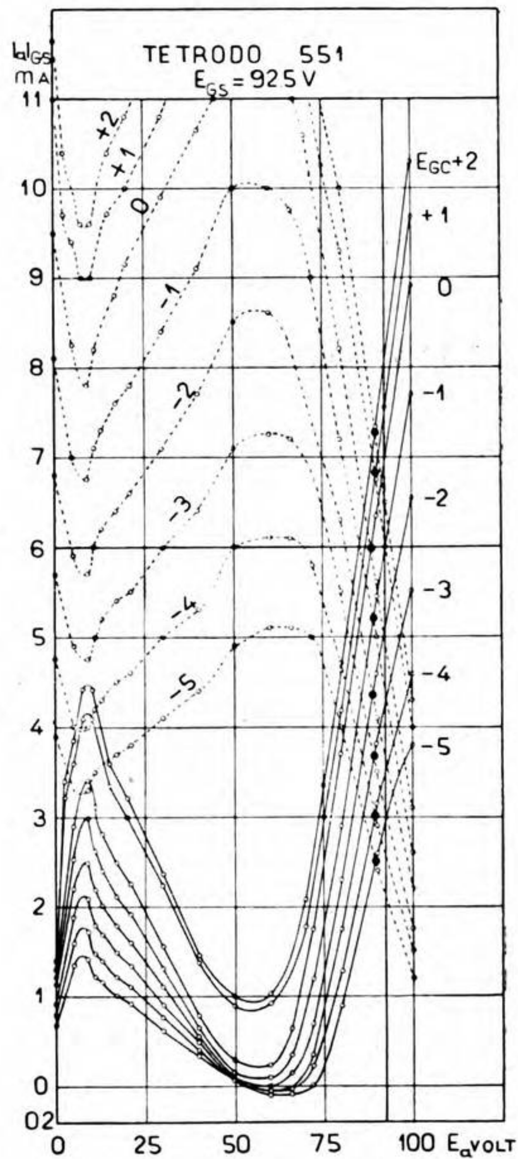


Fig. 4. — Famiglia di caratteristiche $I_a = f(E_a)$ e $I_{gs} = f(E_a)$ per $E_{gs} = 92{,}5$ volt e per diversi valori di E_{gc}, di un tetrodo tipo 551.

l'elettrodo ausiliario (la consueta griglia di controllo). Per variare la velocità del flusso elettronico principale si possono assegnare potenziali diversi all'elettrodo ausiliario. Nel primo caso si ottiene la famiglia di curve rappresentata in fig. 2, nel secondo la famiglia di curve rappresentata in fig. 3. Osserviamo che variando il potenziale della griglia di controllo cambia la pendenza del tratto discendente della caratteristica, senza che risulti variata la estensione del tratto di caratteristica discendente; mentre variando la tensione dell'elettrodo ausiliario, varia la estensione del tratto di caratteristica discendente.

Ricordiamo brevemente la principale applicazione del fenomeno [4]: ponendo in derivazione ad un circuito oscillante (con elementi in parallelo) un elemento di circuito che presenta una resistenza negativa di valore opportuno, il circuito entra in oscillazione. In questo modo si può attuare un oscillatore, che presenta il pregio di generare una frequenza pressochè indipendente dal valore delle tensioni applicate agli elettrodi del tubo elettronico, ma dipendente soltanto dalle caratteristiche del circuito oscillante.

Inoltre la caratteristica discendente presentata da alcuni tubi elettronici è di particolare interesse nella misura della resistenza dinamica dei circuiti oscillanti; questa misura presenta un notevole interesse scientifico ed una grande importanza pratica. Un circuito

---

[4] E. W. B. GILL: Short electric waves obtained by the use of secondary emission - Phil. Mag., 1925, XLIX, p. 369.

J. J. DOWLING: A new method of using resistance amplification with screen grid valves - E. W. a. W. E., 1928, V, p. 53.

D. ZOTTU: Impedance measurement with pliodynatron - Q.S.T., 1930, XIV, p. 39.

H. IINUMA: Application of the dynatron to the measurement of dielectric losses - J. I. E. E. J., 1931, XII, p. 11.

F. M. COLEBROOK e R. M. WILMOTTE: A new method of measurement of resistance and reactance at radio frequencies - J. I. E. E., 1931, LXIX, p. 497.

F. B. LLEWELLYN: Constant-frequency oscillator - Proc. I. R. E., 1931, XIX, p. 2063.

N. W. MC LACHLAN: On the influence of valve resistance in oscillation generators - W. E. a. E. W., 1932, IX, p. 130.

D. HALE: An audio oscillator of the dynatron type - R. S. I., 1932, III, p. 230.

N. W. MC LACHLAN: On the frequencies of double-circuit screen-grid valve oscillator - W. E. a. E. W., 1932, IX, p. 439.

K. A. MC KINNON: Crystal control as applied to dynatron oscillator - Proc. I. R. E., 1932, XX, p. 1689.

L. B. ARGUIMBAU: An oscillator having a linear operating characteristic - Proc. I. R. E., 1933, XXI, p. 14.

F. M. COLEBROOK: Voltage amplification with high selectivity by means of the dynatron circuit - W. E. a. E. W., 1933, X, p. 69.

W. H. F. GRIFFITHS: The simplification of accurate measurement of radio frequency - W. E. a. E. W., 1933, X, p. 299.

E. B. MOULLIN: The effect of the curvature of the characteristic on the frequency of the dynatron generator - J. I. E. E., 1933, LXXIII, p. 186.

oscillante (con elementi in parallelo) al quale sia posta in derivazione una resistenza negativa, che indicheremo con $\bar{r}$, entra in oscillazione quando :

$$|\bar{r}| \leqslant R_d \qquad R_d = \frac{L}{C R_s}.$$

R_d è la resistenza dinamica del circuito oscillante; L , C ed R_s sono rispettivamente l'induttanza, la capacità e la resistenza equivalente in serie del circuito oscillante. Per effettuare la misura di R_d non avremo che da variare il valore di $\bar{r}$ sino ad ottenere che il circuito entri in oscillazione, e quindi misurare $\bar{r}$. Per rivelare l'entrata in



Fig. 5. — Circuito di H. Iinuma per misurare la resistenza negativa del circuito anodico di un tubo elettronico.

oscillazione del circuito oscillante, il metodo più opportuno e preciso consiste nel rivelare la comparsa dei battimenti dovuti all'interferenza tra le oscillazioni del circuito oscillante in esame e le oscillazioni di un generatore ausiliario la cui frequenza sia poco diversa dalla frequenza propria del circuito oscillante.

Per misurare la resistenza negativa presentata da un tubo elettronico sono stati proposti molti metodi, più o meno semplici e precisi, che qui illustreremo brevemente.

Un primo metodo, molto semplice, consiste nel determinare la caratteristica e tracciarne la tangente nel punto di funzionamento; questo metodo richiede molto tempo per effettuare la misura ed è poco preciso.

Un altro metodo (che però non differisce essenzialmente dal

precedente), proposto da H. Iinuma [5], consiste nell'aumentare la tensione assegnata all'anodo e misurare il corrispondente aumento della corrente, ottenendo:

$$|\bar{r}| = \frac{|\Delta E_a|}{|\Delta I_a|}.$$

Anche qui non si consegue una grande precisione e si richiede inoltre la compensazione della corrente anodica che corrisponde al punto di funzionamento. La fig. 5 riproduce il circuito di misura: il poten-

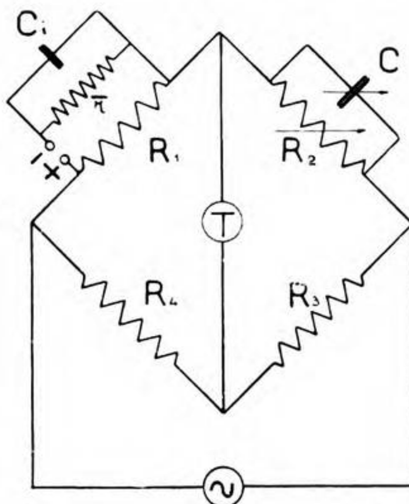


Fig. 6. — Ponte di impedenze per la misura della resistenza negativa.

ziometro P_3 serve ad aumentare la tensione anodica, mentre la resistenza R ed il potenziometro P_4 costituiscono il dispositivo per la compensazione della corrente anodica.

Un metodo diverso, che fornisce una notevole precisione, consiste nell'impiego del ponte di impedenze riprodotto in fig. 6. In uno dei lati del ponte, in derivazione con una resistenza nota, viene posta la resistenza negativa. Per l'equilibrio del ponte deve essere $C = C_i$ ed inoltre:

$$R_3 \frac{\bar{r}\, R_1}{R_1 + \bar{r}} = R_2 R_4.$$

---

(5) H. IINUMA: A method of measuring the radio frequency resistance of an oscillatory circuit - Proc. I. R. E., 1930, XVIII, p. 537.
H. IINUMA: Resonance impedance and effective series resistance of high-frequency parallel resonant circuits - Proc. I. R. E., 1931, XIX, p. 467.

Ponendo $R_3 = R_4$, si ricava :

$$\bar{r} = \frac{R_1 R_2}{R_1 - R_2}.$$

Ancora un altro metodo, pure molto preciso, è stato proposto dal Dingley [6] e lo schema ne è riprodotto in fig. 7. All'equilibrio :

$$|\bar{r}| = \frac{R_1 R_3}{R_2} + R_1 + R_3.$$

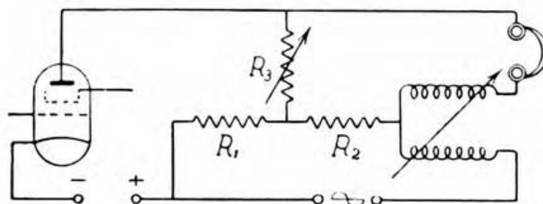


Fig. 7. — Ponte di Dingley per la misura della resistenza negativa.

Ponendo $R_2 = 1$ ohm ed $R_1 = 99$ ohm, si ha $|\bar{r}| = 100\ R_3 + 99$. E poichè le resistenze negative sono dell'ordine delle diecine di migliaia di ohm, senza commettere un sensibile errore si può scrivere :

$$|\bar{r}| = 100\ R_3.$$

4. - Nuovo metodo per la misura della resistenza negativa.

Nel corso delle ricerche si è pensato di porre in derivazione ad una resistenza negativa (presentata dallo spazio anodo-catodo di un tubo elettronico) una resistenza positiva, e di stabilire un circuito ad elementi in serie, con una sorgente di f.e.m. alternata, un telefono e le due resistenze in parallelo. Evidentemente, quando la resistenza negativa eguaglia in valore assoluto la resistenza positiva, la resistenza del circuito risulta infinita e si otterrebbe il silenzio nel telefono se non esistesse la capacità interelettrodica anodo-catodo del tubo.

Si è allora pensato di sostituire le due resistenze in parallelo alla capacità di uno dei lati del classico ponte di Sauty. In questo modo, stabilito una volta per sempre l'equilibrio delle capacità, si ottiene un ponte sensibile, che presenta il notevole pregio di fornire direttamente il valore della resistenza negativa dalla lettura di una resistenza tarata, ad esempio una consueta cassetta di resistenze a decadi.

Nell'attuare questo nuovo ponte, rappresentato in fig. 8, si sono incontrate notevoli difficoltà per il fatto che la introduzione di una

---

(6) E. N. DINGLEY : Development of a circuit for measuring the negative resistance of pliodynatrons - Proc. I. R. E., 1931, XIX, p. 1948.

batteria nel lato 1 in serie con *R*, per assegnare la opportuna tensione all'anodo, produce una perturbazione nell'equilibrio del ponte;

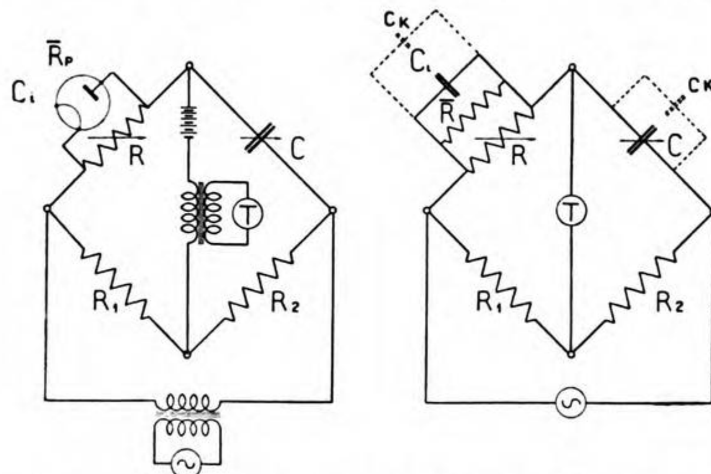


Fig. 8. — Nuovo ponte proposto per misure di resistenza negativa.

perturbazione di entità rilevante e quasi impossibile ad eliminarsi, dato che la resistenza e la capacità della batteria non sono valuta-

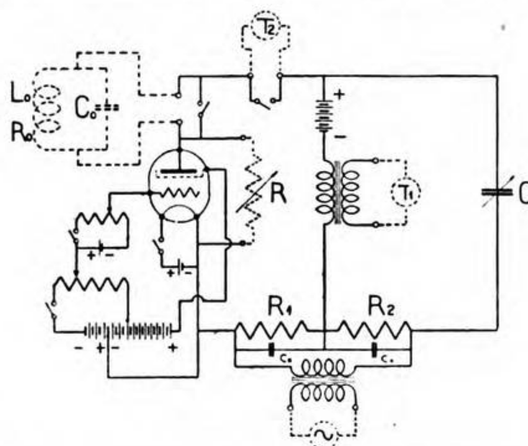


Fig. 9. — Circuito completo del nuovo ponte per misure di resistenza negativa.

bili quantitativamente in modo facile e che per di più variano col tempo così da rendere vana ogni possibile compensazione effettuata sui rimanenti lati del ponte.

Ad ovviare agli inconvenienti notati si è pensato di porre l'alimentazione nella diagonale del telefono. Tale provvedimento ha portato la impedenza della batteria di alimentazione fuori dagli elementi a confronto e quindi la condizione di equilibrio del ponte $Z_1 Z_4 = Z_2 Z_3$ non cambia, comunque varii la impedenza della batteria di alimentazione.

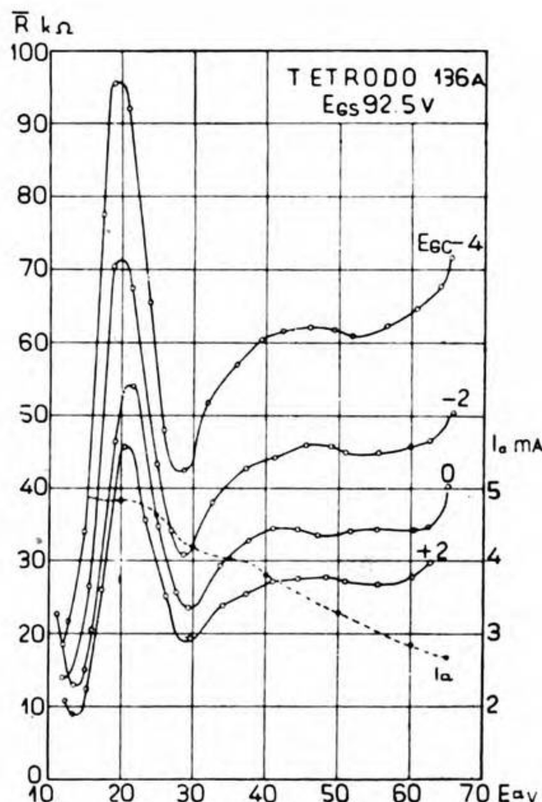


Fig. 10. — Famiglia di curve $r = f(E_a)$ per $E_{gs} = 92{,}5$ volt e per diversi valori di E_{gc}, di un tetrodo tipo 136 A.

Affinchè il ponte funzioni in condizioni pratiche di massima sensibilità può essere opportuno aumentare la capacità dei lati superiori 1 e 2; infatti la impedenza di questi lati, quando la capacità C_i sia rappresentata dalla sola capacità interelettrodica catodo-anodo del tubo, risulta dell'ordine di 10^7 ohm. E' questo un valore eccessivamente alto, sia in considerazione dell'isolamento, sia nei riguardi dei valori che si devono assegnare alle resistenze R_1 ed R_2 costituenti i lati inferiori 3 e 4. Risulta quindi consigliabile aumentare

la capacità dei lati 1 e 2 ponendo, in derivazione alle capacità C_i e C, le capacità C_k (punteggiate in fig. 8).

La fig. 9 rappresenta il circuito completo del nuovo ponte; con esso si è potuto studiare la funzione $\overline{r} = f(E_a)$ per diversi tubi.

Nel corso di queste ricerche si è constatato che le curve $\overline{r} = f(E_a)$ di una stessa famiglia (fig. 10), tracciate per E_{gs} = cost. e per diversi valori di E_{gc}, presentano tutte, nel primo tratto, successivamente un massimo ed un minimo ben distinti che si verificano per tutte le curve in corrispondenza degli stessi valori di E_a.

5. - Bassi valori di resistenza negativa con tubi a più di quattro elettrodi.

Per poter estendere la misura della resistenza dinamica ai circuiti oscillanti aventi una frequenza propria molto elevata, è indispensabile avere a disposizione resistenze negative di valore relati-

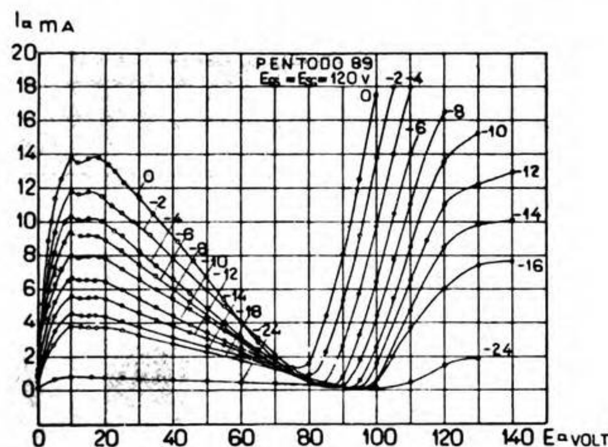


Fig. 11. — Famiglia di caratteristiche $I_a = f(E_a)$ per $E_{gs} = E_{sg} =$ $= 120$ volt e per diversi valori di E_{gc}, di un pentodo tipo 89.

vamente basso. I più bassi valori ottenuti sino ad oggi si aggirano intorno agli 8000 ohm e con questi valori si è potuto effettuare la misura della resistenza dinamica di circuiti oscillanti efficienti, aventi una frequenza propria di circa 10^7 hertz.

Poichè, come abbiamo detto in precedenza, il valore assoluto della resistenza negativa è inversamente proporzionale al rapporto tra il numero di elettroni secondari ed il numero di elettroni principali, per diminuirne il valore bisogna aumentare l'emissione secondaria.

Per aumentare il valore dell'emissione secondaria, ossia il numero di elettroni secondari per elettrone principale, si può aumentare la capacità emettente della superficie urtata, oppure si può innalzare la velocità degli elettroni principali.

Nelle prime ricerche si è cercato di aumentare la capacità emettente della superficie urtata dagli elettroni principali, rivestendola con un sottilissimo strato di metallo elettropositivo; per avere un

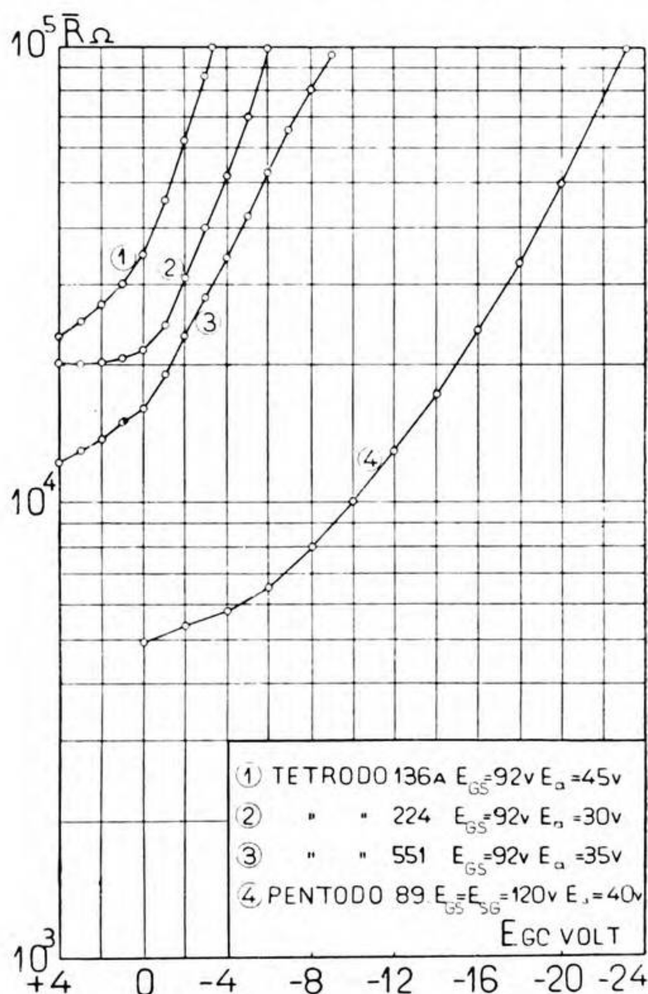


Fig. 12. — Variazione della resistenza negativa in funzione della tensione della griglia di controllo, per i tetrodi di tipo 136 A, 224, 551 e per il pentodo di tipo 89.

orientamento immediato circa i risultati ottenuti dopo il rivestimento dell'anodo, si sono impiegati tubi dei quali erano già state tracciate le caratteristiche anodiche. I risultati ottenuti sono stati poco sod-

disfacenti, probabilmente a causa delle difficoltà di rivestire con un sottile strato di metallo elettropositivo la superficie interna dell'anodo del tubo senza toglierlo dai suoi sopporti per non variare menomamente le distanze interelettrodiche.

Si è allora seguita l'altra via, quella di aumentare la velocità degli elettroni principali. Il limite superiore delle velocità che possono assumere gli elettroni principali è imposto dalla quantità di calore che può essere dissipata dall'elettrodo ausiliario a forma di griglia, rappresentato nei consueti tubi elettronici dalla griglia schermo. Non è inopportuno ricordare inoltre come la quantità di calore che l'elettrodo ausiliario deve dissipare, sia dovuta alle perdite Joule, prodotte dalla corrente I_{gs} che lo attraversa, e prevalentemente al calore procurato dalla trasformazione dell'energia cinetica di quegli elettroni principali che, in luogo di raggiungere l'anodo, urtano contro l'elettrodo ausiliario.

Si è allora pensato di impiegare più elettrodi ausiliari e si è studiato particolarmente il comportamento dei tubi a cinque elettrodi o pentodi. I potenziali da assegnare agli elettrodi ausiliari sono limitati dalla massima quantità di calore che questi possono dissipare, e conseguentemente dalla loro forma e dalle loro dimensioni. I risultati sono stati veramente soddisfacenti, poichè si sono potuti ottenere valori della resistenza negativa dell'ordine di 5000 ohm.

La fig. 11 riproduce una famiglia di caratteristiche di placca $I_a = f(E_a)$ per diversi valori della tensione E_{gc} della griglia di controllo, ottenute con un pentodo tipo 89, assegnando le seguenti tensioni agli altri elettrodi: I elettrodo ausiliario, la consueta griglia schermo, $E_{gs} = 120$ volt; II elettrodo ausiliario $E_{sg} = 120$ volt.

Nella fig. 12 è riprodotto l'andamento della funzione $\overline{r} = f(E_{gc})$ per i tetrodi di tipo 136 A, 224, 551 e per un pentodo di tipo 89.

Di particolare interesse si presenta la curva 4, che si riferisce al pentodo. Osserviamo anzitutto che detto tubo permette di ottenere un valore della resistenza negativa di soli 5000 ohm e che per passare da questo valore a 10^5 ohm si deve variare il potenziale della griglia di controllo di ben 24 volt; ossia la variazione della resistenza negativa del circuito anodico di un pentodo, in funzione della tensione applicata alla griglia di controllo, è in generale più piccola di quella che presentano i tetrodi.

Questo fatto è molto importante perchè permette di ridurre l'errore cui si va incontro nella scelta del valore del potenziale di polarizzazione della griglia di controllo, che fa entrare in oscillazione un circuito oscillante; e di conseguenza riduce l'errore che si commette nella valutazione della resistenza dinamica del circuito stesso.

I bassi valori della resistenza negativa ottenuti con tubi elettronici a più di quattro elettrodi, ci hanno permesso di effettuare la misura della resistenza dinamica di circuiti oscillanti aventi una frequenza propria dell'ordine di 10^8 hertz.

Milano, ottobre 1933-XI.

Laboratorio di Elettrotecnica generale della R. Scuola d'Ingegneria.

INDUTTOMETRO ELETTRODINAMICO A LETTURA DIRETTA

GIOVANNI RUTELLI e GINO SACERDOTE

Rilevate alcune proprietà generali dell'elettrodinamometro a tre quadri ed a due quadri, si riportano i risultati di prove sperimentali in vista di possibili applicazioni alle misure di induttanza.

1. - Generalità.

Nella presente nota vengono rilevate e studiate talune proprietà dell'elettrodinamometro a due quadri ed a tre quadri, sulle quali si possono basare alcuni metodi per la misura di induttanze. Si può costruire infatti un apparecchio che presenta analogia con gli ohmmetri e con i capacimetri a quadri incrociati e che non impone, in linea di principio, alcuna limitazione ai valori delle induttanze da misurare.

2. - Elettrodinamometro a tre quadri comunque orientati.

Si abbia (fig. 1) un elettrodinamometro a tre quadri, 1, 2, 3. Il quadro 1 primario è fisso, quelli secondari 2 e 3, rispettivamente fisso e mobile, sono collegati in serie fra loro e con una impedenza aggiunta $\mathbf{Z}_x = R_x + j\,\omega\,L_x$.

Chiamiamo $\mathbf{Z}_1$ ed $\mathbf{I}_1$ la impedenza e la corrente nel quadro primario 1, $\mathbf{Z}_s$ ed $\mathbf{I}_s$ le grandezze analoghe per il circuito secondario costituito dai quadri 2, 3 e dalla impedenza $\mathbf{Z}_x$.

Stabilito inoltre l'asse $O\,O'$ come origine degli angoli, siano δ_0 l'angolo corrispondente alle condizioni iniziali e δ quello generico del quadro mobile secondario, α misuri angolarmente la posizione costante del quadro 2.

Designamo poi con M_0 la parte costante del coefficiente totale di mutua induzione $M_t\,(\delta)$ tra il quadro 1 ed il sistema secondario 2, 3 (ossia il valore che assume $M_t\,(\delta)$ per $\delta = 0$), con $M\,(\delta)$ la parte variabile di $M_t\,(\delta)$, con $M_{23}\,(\delta)$ il coefficiente di mutua induzione fra i due quadri secondari 2, 3.

Con φ indichiamo la differenza di fase fra le correnti $\mathbf{I}_1$ ed $\mathbf{I}_s$, con $L_t\,(\delta)$ l'induttanza totale del secondario, composta — oltre che di $2\,M_{23}\,(\delta)$ — delle parti L_2 ed L_3, rispettivamente appartenenti ai quadri 2 e 3, e di L_x inerente alla impedenza aggiunta $\mathbf{Z}_x$; con k indichiamo la costante del dispositivo elettrodinamometrico costituito dal sistema; ed infine indichiamo con $\mathbf{V}$ la tensione applicata al primario e con ω la sua pulsazione.

Possiamo scrivere le seguenti equazioni:

$$
[1] \quad \left\{ \begin{array}{l}
\mathbf{V} = \mathbf{Z}_1 \mathbf{I}_1 + j\,\omega\, M_t\,(\delta)\, \mathbf{I}_s \\
0 = \mathbf{Z}_s \mathbf{I}_s + j\,\omega\, M_t\,(\delta)\, \mathbf{I}_1 \\
M_t\,(\delta) = M_0 + M\,(\delta) \\
L_t\,(\delta) = L_2 + L_3 + 2\, M_{23}\,(\delta) + L_x \\
k\,(\delta - \delta_0) = I_1 I_s \cos\varphi \cos\delta + I_s^2 \operatorname{sen}\,(\delta - \alpha).
\end{array} \right.
$$

La equazione $[1]_5$ caratterizza la posizione di equilibrio della bobina mobile; in essa si suppone che i flussi concatenati variino, in funzione dell'angolo, con legge semplicemente sinoidale, ciò che,

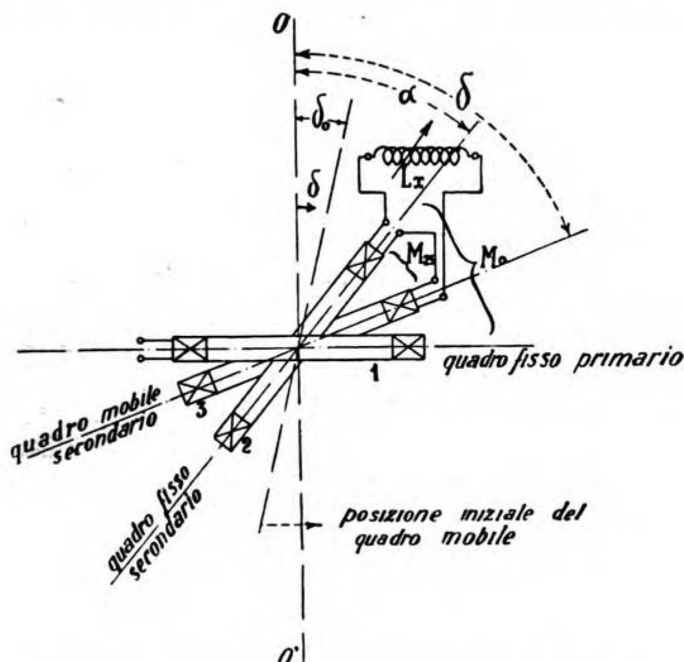


Fig. 1. — Schema di un elettrodinamometro a tre quadri comunque orientati.

se costituisce un'ipotesi approssimata, consente però una trattazione teorica più rapida e fa prevedere ugualmente le proprietà fondamentali dell'apparecchio, quali scaturirebbero da una trattazione più rigorosa. Si suppone altresì, per semplicità, che a pari condizioni elettriche ed a pari spostamento angolare relativo, l'azione di 1 su 3 sia eguale a quella di 2 su 3.

Se il quadro 2 non esistesse, il momento elettrodinamico tra il quadro 1 alimentato da una sorgente esterna e il quadro 3, chiuso su un circuito passivo ed alimentato quindi soltanto per induzione

dal quadro 1, tenderebbe a portare l'asse del quadro 3 a 90° od a 270° da quello del quadro 1. Se il quadro 1 non esistesse o non fosse percorso da corrente, il momento elettrodinamico tra i quadri 2 e 3, percorsi dalla medesima corrente, tenderebbe a portare l'asse del quadro 3 a 0° ovvero a 180° rispetto a quello del quadro 2.

Se si tien conto del segno attribuito al primo addendo del secondo membro della $[1]_5$, si vede che il verso positivo delle correnti I_1 ed I_s nelle spire 1 e 3 è stato scelto in modo che due cor-

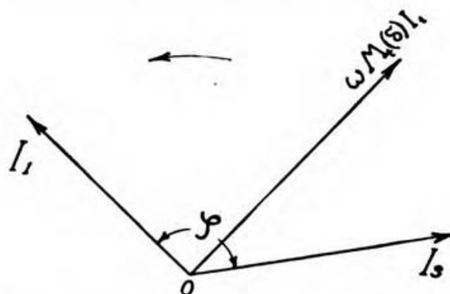


Fig. 2. — Diagramma vettoriale delle correnti nell'elettrodinamometro.

renti di egual fase tendono a rendere $\delta = 90°$, due di fase opposta tendono a rendere $\delta = 270°$. Ne segue che il segno di $M(\delta)$ risulta definito da:

$$M(\delta) > 0 \quad \text{per} \quad 0 < \delta < \pi.$$

Dal segno del secondo addendo del secondo membro si deduce che il verso del collegamento dei quadri 2 e 3 si è scelto in modo che l'azione elettrodinamica dovuta ad una corrente che li percorra ambedue, tende a rendere $\delta = \pi + \alpha$. Ne segue che il segno di $M_{23}(\delta)$ risulta definito da:

$$M_{23}(\delta) > 0 \quad \text{per} \quad \alpha + \frac{\pi}{2} < \delta < \alpha + \frac{3\pi}{2}.$$

Ne segue ancora che nelle condizioni in figura sarebbe $M_0 < 0$, dato che, per $\delta = 0$, $M_{23}(\delta)$ prevale sulle rimanenti parti di $M_t(\delta)$ ed è negativo.

L'equazione $[1]_5$, avuto riguardo alla relazione (fig. 2):

$$[2] \qquad \cos\varphi = -\frac{X_s}{Z_s} = -\frac{\omega L_t(\delta)}{\sqrt{R_s^2 + \omega^2 L_t^2(\delta)}}$$

ed a quella che si ricava dalla $[1]_2$:

$$[3] \qquad I_s = \frac{\omega M_t(\delta)\, I_1}{Z_s},$$

si può scrivere :

[4] $$k(\delta - \delta_0) = \frac{\omega^2 M_t(\delta)\, I_1^2}{Z_s^2} [M_t(\delta) \text{ sen } (\delta - \alpha) - L_t(\delta) \cos \delta]$$

oppure :

[5] $$k(\delta - \delta_0) = I_s^2 \left[\text{sen } (\delta - \alpha) - \frac{L_t(\delta)}{M_t(\delta)} \cos \delta \right].$$

Nelle equazioni [4] e [5], che caratterizzano l'equilibrio, sono messi in evidenza tutti i parametri dell'apparecchio e, rispettivamente, le correnti primaria e secondaria.

Come prima applicazione ad un caso particolare, si può ad esempio supporre che l'equipaggio mobile sia portato da perni, o che comunque il momento di torsione sia nullo ($k = 0$); si ha allora dalla $[1]_4$ e dalla [5], sapendo che I_s è diversa da zero :

[6] $$L_t(\delta) = L_2 + L_3 + L_x + 2 M_{23}(\delta) = M_t(\delta) \frac{\text{sen } (\delta - \alpha)}{\cos \delta}.$$

Si ottiene quindi ancora :

[7] $$\begin{cases} L_t(\delta) = M_t(\delta) \text{ tg } \delta & \text{per } \alpha = 0^\circ \\ L_t(\delta) = - M_t(\delta) & \text{per } \alpha = 90^\circ \\ L_t(\delta) = - M_t(\delta) \text{ tg } \delta & \text{per } \alpha = 180^\circ \\ L_t(\delta) = M_t(\delta) & \text{per } \alpha = 270^\circ. \end{cases}$$

3. - Espressioni generali dell'incognita.

Una relazione tra L_x e la deviazione δ, utile per le applicazioni, si ottiene tenendo presenti le ipotesi sul modo di variare dei flussi, poste a base della $[1]_5$. Possiamo scrivere infatti :

$$M_{23}(\delta) = M_{23} \cos (\delta - \alpha)$$
$$M_t(\delta) = M_0 + M_t \text{ sen } \delta$$

con M_{23} ed M_t valori massimi.

Siccome trattiamo qui il caso particolare di un apparecchio con costanti elettrodinamiche eguali per i due quadri 1 e 3, abbiamo :

$$M_{23} = M_t = M_m.$$

Se vogliamo rendere le quantità, che compaiono nelle precedenti relazioni, esplicite rispetto al segno, avuto riguardo alle considerazioni svolte nella seconda parte del § 2 ed al modo di variare di M_0 con l'angolo α (pel quale può scriversi $M_0 = - M_{0m} \text{ sen } \alpha$), poniamo :

$$M_{23}(\delta) = - M_m \cos (\delta - \alpha)$$
$$M_t(\delta) = - M_{0m} \text{ sen } \alpha + M_m \text{ sen } \delta.$$

La [6] diventa allora :

[8] $$L_x + L_2 + L_3 = 2 M_m \cos (\delta - \alpha) +$$
$$+ (M_m \text{ sen } \delta - M_{0m} \text{ sen } \alpha)(\cos \alpha \text{ tg } \delta - \text{sen } \alpha)$$

da cui si ricava:

$$[9]\quad\begin{cases} L_x + L_2 + L_3 = M_m \dfrac{1+\cos^2\delta}{\cos\delta} & \text{per } \alpha = 0^\circ \\ L_x + L_2 + L_3 - M_{0m} = M_m \operatorname{sen}\delta & \text{per } \alpha = 90^\circ \\ L_x + L_2 + L_3 = -M_m \dfrac{1+\cos^2\delta}{\cos\delta} & \text{per } \alpha = 180^\circ \\ L_x + L_2 + L_3 - M_{0m} = -M_m \operatorname{sen}\delta & \text{per } \alpha = 270^\circ. \end{cases}$$

Siamo giunti così a relazioni semplici fra l'induttanza L_x e la deviazione δ.

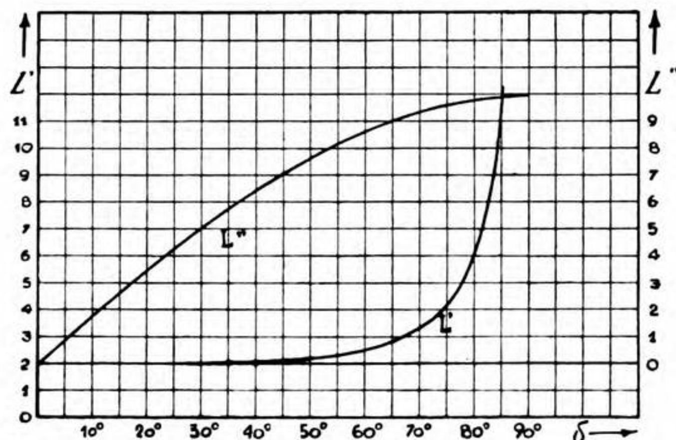


Fig. 3. — Diagrammi di graduazione di un elettrodinamometro a tre quadri per misure di induttanze, per due diverse posizioni del quadro secondario fisso.

Dall'equazione [6] si rileva un'interessante proprietà del sistema in istudio: la deviazione δ del terzo quadro è funzione univoca della L_x e dei parametri d'induttanza propria e mutua che intervengono. Nelle relazioni [9] pertanto non compaiono le resistenze dei vari circuiti (in particolare quella della impedenza aggiunta $\mathbf{Z}_x$), nè le caratteristiche (in particolare la frequenza) della corrente di alimentazione dell'apparecchio; e questo si presenta allora atto a misure di induttanza a lettura diretta indipendenti dalle già citate grandezze. Ciò a differenza dei capacimetri a lettura diretta nei quali questa indipendenza non si ha.

Si riportano più oltre i risultati di un'indagine sperimentale fatta su uno strumento analogo al precedente, ma a due quadri, poichè non si è potuto disporre subito di uno strumento a tre quadri; come appare dal seguito, siamo stati condotti a controllare sperimental-

mente le enunciate proprietà, quali le precedenti considerazioni lasciavano prevedere, nonchè a stabilire talune altre proprietà dell'apparecchio a due quadri, utili per le misure di induttanze con due diversi metodi che si possono dire di falso zero.

Si rileva intanto che i diagrammi rappresentativi delle funzioni $[9]_1$ e $[9]_2$ — che per brevità indicheremo con L' ed L'' (M_m si è posto eguale a 1) (fig. 3) — conducono a disegnare le scale corrispondenti dell'apparecchio (fig. 4); per il cui impiego è da tener pre-

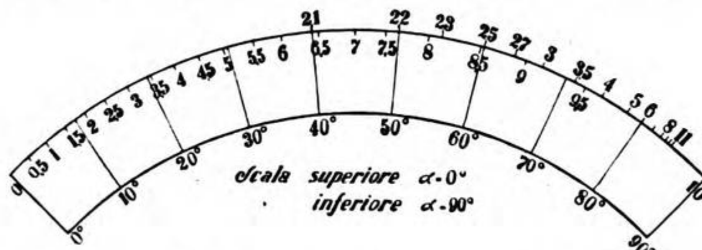


Fig. 4. — Scale di un apparecchio elettrodinamico a tre quadri per misure di induttanze, in corrispondenza a due diverse posizioni del quadro secondario fisso.

sente che i valori numerici riportati su di esse, e proporzionali a valori di induttanza, non contengono soltanto la L_x, come mostrano le $[9]_1$ e $[9]_2$.

4. - Elettrodinamometro a due quadri.

Consideriamo (fig. 5) un elettrodinamometro avente un quadro primario 1 di impedenza $\mathbf{Z}_1 = R_1 + j\,\omega\,L_1$, cui sia applicata una tensione $\mathbf{V}$ che determina una corrente $\mathbf{I}_1$, ed un quadro secondario 2 di impedenza $\mathbf{Z}_2 = R_2 + j\,\omega\,L_2$ chiuso su una impedenza $\mathbf{Z}_x = R_x + j\,\omega\,L_x$ (così da aversi: $\mathbf{Z}_2 + \mathbf{Z}_x = \mathbf{Z}_s$), percorso da una corrente $\mathbf{I}_2$; $M(\delta)$ rappresenti la mutua induttanza fra i due quadri e k la costante del dispositivo elettrodinamometrico costituito dal sistema; come origine delle deviazioni ($\delta = 0$) si assuma la posizione a riposo del quadro mobile, con δ_0 si indichi l'angolo fra i due quadri nella posizione iniziale [1].

Le equazioni [1] si riducono ora alle seguenti:

$$[10] \qquad \left\{ \begin{aligned} \mathbf{V} &= \mathbf{Z}_1\,\mathbf{I}_1 + j\,\omega\,M(\delta)\,\mathbf{I}_2 \\ 0 &= (\mathbf{Z}_2 + \mathbf{Z}_x)\,\mathbf{I}_2 + j\,\omega\,M(\delta)\,\mathbf{I}_1 \\ L_t &= L_2 + L_x \\ k\,\delta &= I_1\,I_2\cos\varphi\ \mathrm{sen}\,(\delta_0 + \delta). \end{aligned} \right.$$

(1) Data la posizione dello specchietto dell'equipaggio mobile, nell'elettrodinamometro usato per le prove sperimentali, gli angoli δ sono stati misurati come indica la fig. 5, cioè con un criterio diverso da quello di fig. 1.

Nella $[10]_4$ si fanno, riguardo alle leggi di variazione angolare dei flussi, ipotesi analoghe a quelle fatte a proposito dell'apparecchio a tre quadri.

Poichè si ha, rammentando la [2] e la fig. 2:

$$\cos \varphi = - \frac{X_s}{Z_s},$$

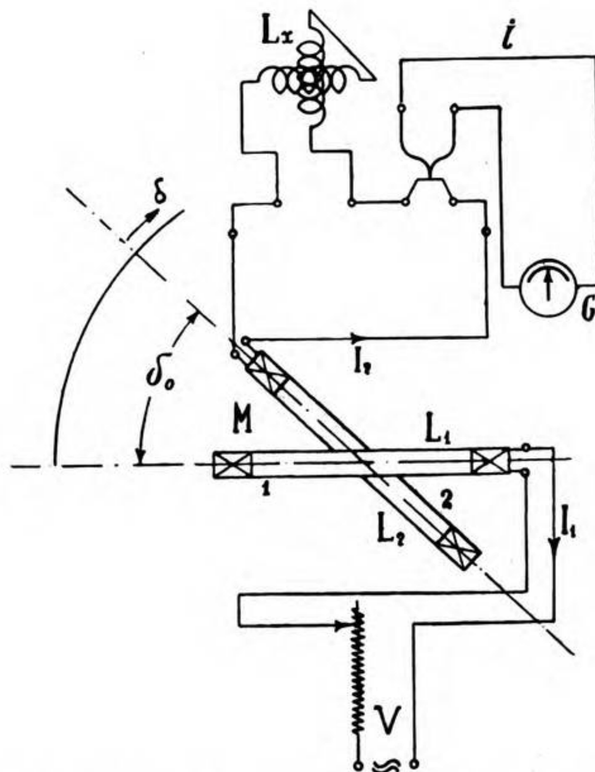


Fig. 5. — Schema di elettrodinamometro a due quadri usato come induttometro.

dal sistema delle [10] si deducono le seguenti espressioni:

$$[11] \qquad I_2^2 = \frac{k}{L_2 + L_x} \; \frac{\delta \cdot M(\delta)}{\operatorname{sen}(\delta_0 + \delta)}$$

$$[12] \qquad I_1^2 = \frac{k\, Z_s^2}{\omega^2 (L_2 + L_x)} \; \frac{\delta}{M(\delta) \operatorname{sen}(\delta_0 + \delta)}.$$

Per maggiore semplicità ed in una forma generale, sostituendo a $k\,\delta/\text{sen}\,(\delta_0 + \delta)$ la funzione $\Psi\,(\delta)$, le equazioni [11] e [12] divengono rispettivamente:

[13] $$I_2^2 = \frac{1}{L_2 + L_x} M\,(\delta) \cdot \Psi\,(\delta)$$

[14] $$I_1^2 = \frac{(Z_2 + Z_x)^2}{\omega^2\,(L_2 + L_x)} \; \frac{\Psi\,(\delta)}{M\,(\delta)},$$

dalle quali si possono trarre alcune notevoli conseguenze.

a) Dal prodotto e dal rapporto delle espressioni [13] e [14] si ha rispettivamente:

[15] $$\Psi\,(\delta) = \frac{(L_2 + L_x)\,\omega}{Z_2 + Z_x} I_1\,I_2$$

[16] $$M\,(\delta) = \frac{Z_2 + Z_x}{\omega} \; \frac{I_2}{I_1}.$$

Queste relazioni mostrano la possibilità di ricavare l'andamento delle due funzioni $\Psi\,(\delta)$ ed $M\,(\delta)$ dai rilievi sperimentali di I_1 e di I_2 in funzione di δ.

b) Dalla [13] si rileva che la relazione fra I_2 e δ è indipendente dalla frequenza e dalle resistenze presenti in circuito, ma dipende dalla L_x; ciò attesta la possibilità di misure di induttanza secondo due distinti metodi: si può mantenere la δ costante, regolando opportunamente la I_1, e si ha una corrispondenza biunivoca fra I_2 ed L_x; si può mantenere costante la I_2, sempre regolando la I_1, e la corrispondenza si ha fra δ ed L_x.

Col primo di questi metodi la relazione fra l'inversa del quadrato della corrente secondaria e l'induttanza incognita si presenta come lineare.

c) Tornando ora alle [11] e [12], si può approfondire in un caso particolare la conoscenza del comportamento dell'apparecchio. Nell'intorno di δ_0 si può assumere:

[17] $$M\,(\delta) = M_m \cos\,(\delta_0 + \delta)$$

e allora le dette relazioni divengono ordinatamente:

[18] $$I_2^2 = \frac{k\,M_m\,\delta\,\text{cotg}\,(\delta_0 + \delta)}{L_2 + L_x}$$

[19] $$I_1^2 = \frac{(Z_2 + Z_x)^2}{\omega^2\,(L_2 + L_x)} \; \frac{k\,\delta}{M_m\,\text{sen}\,(\delta_0 + \delta)\,\cos\,(\delta_0 + \delta)} =$$
$$= \frac{(Z_2 + Z_x)^2}{\omega^2\,(L_2 + L_x)} \; \frac{2\,k}{M_m} \; \frac{\delta}{\text{sen}\,2\,(\delta_0 + \delta)}.$$

Se supponiamo ancora deviazioni molto piccole, le [18] e [19] diventano :

[20] $$I_2^2 = \frac{k\,M_m\,\delta\left(\cotg \delta_0 - \frac{\delta}{\operatorname{sen}^2 \delta_0}\right)}{L_2 + L_x}$$

[21] $$I_1^2 = \frac{2\,k\,\delta\,(Z_2 + Z_x)^2}{\omega^2\,M_m\,(L_x + L_2)\,(\operatorname{sen} 2\,\delta_0 + 2\,\delta \cos 2\,\delta_0)}$$

e ancora, se $2\,\delta$ è trascurabile di fronte a $\operatorname{sen} 2\,\delta_0$:

[22] $$I_1^2 = \left(\frac{Z_2 + Z_x}{\omega}\right)^2 \frac{2\,k}{M_m\,(L_2 + L_x)}\;\frac{\delta}{\operatorname{sen} 2\,\delta_0}.$$

La [20] è la relazione fra L_x , δ ed I_2 che contiene, nel caso ora trattato, i metodi di misura di induttanza già enunciati.

Delle espressioni [20] e [21], che — per un valore costante di L_x — possono ordinatamente scriversi :

$$I_2^2 = A\,\delta - B\,\delta^2$$
$$I_1^2 = C\,\delta \qquad (A,\ B,\ C \text{ costanti}),$$

abbiamo ottenuto più oltre i diagrammi sperimentali.

5. - Prove sperimentali.

Le conclusioni raggiunte sono state sottoposte a verifica sperimentale con un elettrodinamometro a due quadri.

L'apparecchio usato è un elettrodinamometro Siemens ad avvolgimenti sferici, in cui :

$$R_1 = 300\,\Omega\ ,\ R_2 = 160\,\Omega.$$

a) Si è regolata la sospensione del sistema mobile in modo che la sua posizione di riposo corrispondesse ad un angolo di circa 45° con il sistema fisso. Con l'avvolgimento secondario chiuso su un circuito del tipo di fig. 5, si sono rilevati i valori delle correnti primaria e secondaria al variare della deviazione δ e si sono riportati in diagramma insieme con quelli di I_1^2 e di I_2^2 (fig. 6) in funzione della deviazione δ stessa. Da questi ultimi, riportati in scala logaritmica in fig. 7, si sono potute ricavare per somma e differenza (formule [13] e [14]) le funzioni $\Psi\,(\delta)$ ed $M\,(\delta)$ (²).

In base alla $[10]_4$, che si può scrivere, prescindendo dal segno, nel modo più generale :

$$\cos \varphi = \frac{\Psi\,(\delta)}{I_1\,I_2},$$

e dai valori sperimentali rilevati per la funzione $\Psi\,(\delta)$ e per

(²) G. Vallauri : L'Elettrot., 1926, XIII, p. 739.

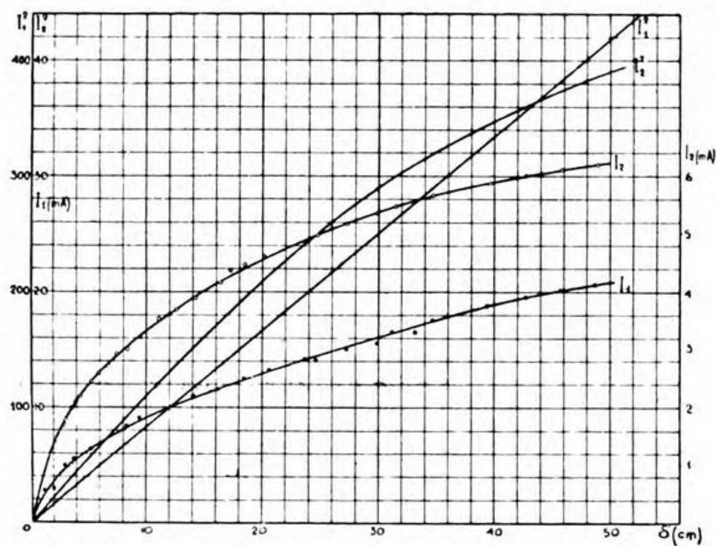


Fig. 6. — Correnti primaria e secondaria in funzione della deviazione dell'equipaggio mobile.

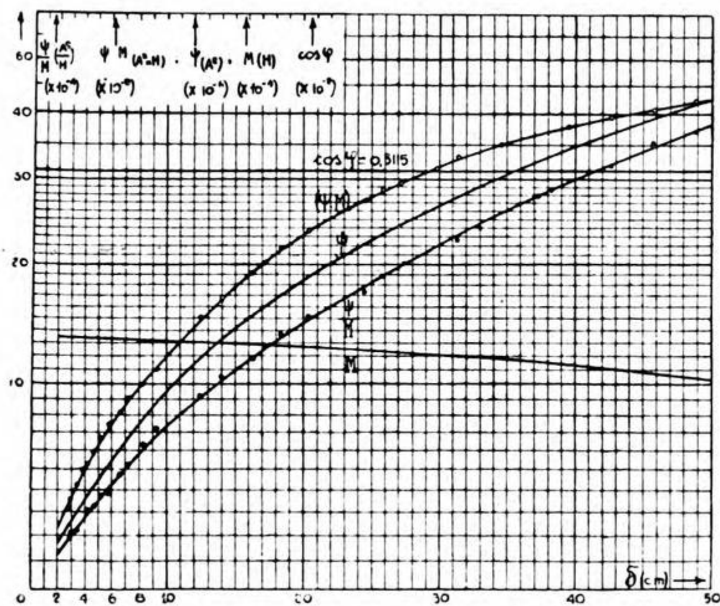


Fig. 7. — Diagrammi logaritmici delle correnti primaria e secondaria.

le correnti I_1 e I_2, si è ricavato $\cos\varphi = 0{,}311_5$ (fig. 7), che concorda perfettamente col valore fornito per altra via dalla relazione $|\cos\varphi| = X_s/Z_s$. In queste esperienze la frequenza di alimentazione era di 760 Hz.

b) Si è verificato che le relazioni fra I_2 ed L_x (δ costante), e fra δ ed L_x (I_2 costante) sono indipendenti dalla frequenza entro i limiti sperimentati, cioè fra 50 e 5000 Hz, e così pure che esse sono indipendenti dalla resistenza del circuito secondario nel quale si è inserita una resistenza variabile fra 0 e 600 Ω.

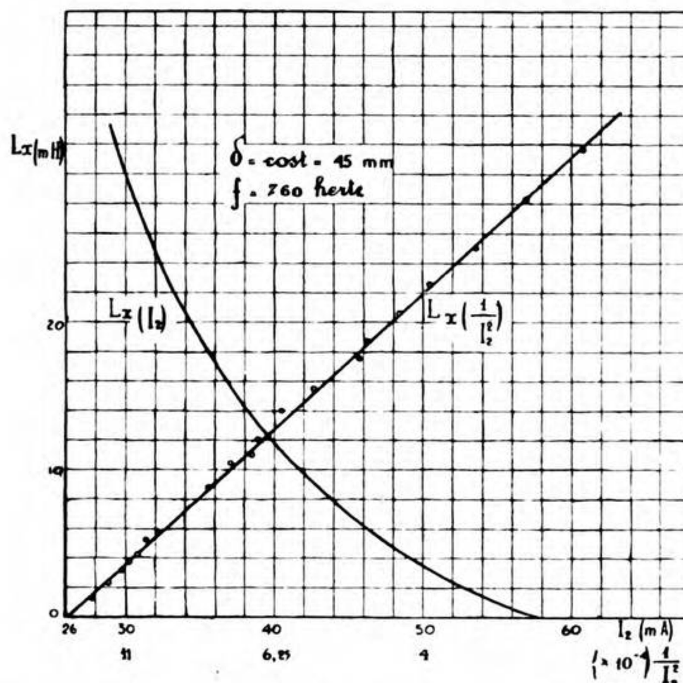


Fig. 8. — Diagramma di graduazione dell'apparecchio nel funzionamento a deviazione costante.

In fig. 8, in base ad una taratura con induttanze di valore noto, sono riportati, in funzione di I_2 e di $1/I_2^2$, i valori di L_x, per δ costante. Si verifica che il diagramma $L_x = f\,(1/I_2^2)$ è rettilineo. Da esso si può ricavare (ricordando la relazione [11] dalla quale, per $\delta = \text{cost.}$, si deduce la proporzionalità fra I_2^{-2} e $L_x + L_2$) il valore dell'induttanza L_2 dello strumento: si è trovato $L_2 = 10{,}95$ mH che concorda con il valore misurato direttamente.

In fig. 9 si ha invece il diagramma di L_x in funzione di δ, per I_2 costante.

c) Si è visto, introducendo alcune approssimazioni, quale andamento assumono le curve della I_1 e della I_2 in funzione di δ. Dalla fig. 6 si constata — a conferma delle previsioni teoriche — che la

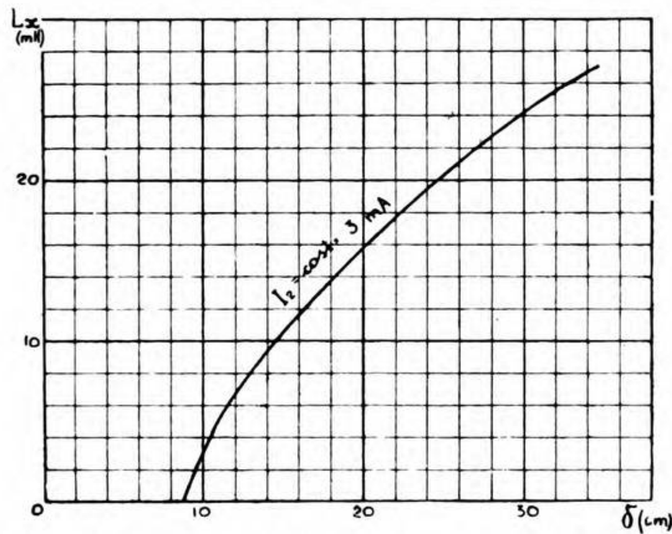


Fig. 9. — Diagramma di graduazione dell'apparecchio nel funzionamento a corrente secondaria costante.

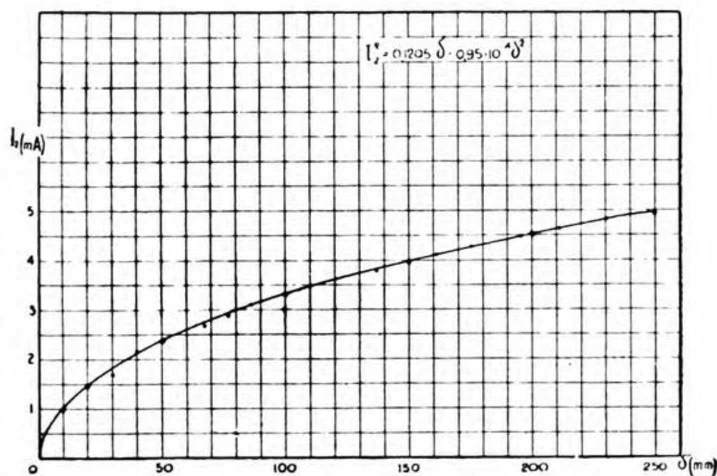


Fig. 10. — Corrente secondaria in funzione della deviazione dell'equipaggio mobile.

I_1 ha un andamento di tipo parabolico, poichè il suo quadrato varia linearmente; ciò corrisponde all'equazione [22].

Dal diagramma sperimentale di fig. 10 (ottenuto con una L_x nulla) si rileva che la I_2^2 segue con buona approssimazione la legge:

$$I_2^2 = 0,1205\,\delta - 0,95 \cdot 10^{-4}\,\delta^2 ,$$

la quale corrisponde all'andamento previsto alla fine del § 4. Notiamo che in questa relazione le δ sono espresse in mm di scala a 1,50 m di distanza dallo specchietto dell'apparecchio: per un confronto numerico con la [20] occorre « tradurre » i δ in radianti.

6. - Conclusioni.

L'elettrodinamometro è un apparecchio suscettibile di esser usato per misure di induttanza, senza che esistano ragioni di limitazione per la grandezza incognita.

Il tipo descritto con tre quadri con i circuiti opportunamente connessi, consente misure a lettura diretta, ed in modo indipendente così dalla tensione e frequenza di alimentazione come dalle resistenze in circuito.

Tali proprietà si conservano per un apparecchio a due quadri, come sperimentalmente si è verificato; esse conducono a stabilire due metodi di misura che si possono chiamare di falso zero.

Gli autori ringraziano il prof. Vallauri per i consigli di cui è stato largo nello svolgimento del presente lavoro.

Torino, ottobre 1933-XII.
Scuola Elettrotecnica « Galileo Ferraris » della R. Scuola d'Ingegneria.

ASPETTI DELLA TECNICA MODERNA DI FABBRICAZIONE DEI TUBI ELETTRONICI RICEVENTI

ERNESTO JERVIS

Si espongono a grandi linee il sistema di produzione in serie dei tubi elettronici riceventi, i vantaggi di tale sistema e le sue speciali esigenze, nonchè gli accorgimenti usati per soddisfarle.

Vengono esaminati l'evoluzione dei metodi di allestimento dei vari elettrodi componenti l'armatura ed il nuovo sistema di ancoraggio di questa alle pareti del bulbo.

Si accenna ancora alla tendenza attuale a costruire tubi finali di potenza sempre maggiore e di dimensioni sempre più ridotte, agli inconvenienti che ne possono derivare, ed infine ai sistemi escogitati per eliminare il più grave di questi, cioè l'emissione di griglia.

1. - Generalità.

I tubi elettronici riceventi hanno, in questi ultimi tempi, raggiunto uno sviluppo sorprendente, sia nel campo dell'industria degli apparecchi radioriceventi, sia in altri campi, avendo ormai trovato larghe applicazioni anche nella costruzione di apparecchi di misura e di controllo. Di conseguenza si esige una sempre maggior perfezione nella tecnica della loro fabbricazione.

Fino a poco tempo addietro i tubi erano montati e chiusi a mano, in piccole quantità, con un ciclo di lavorazione lento e discontinuo, che non faceva certo pensare ad una fabbrica di ordegni modernissimi. Soltanto con metodi molto progrediti è possibile pensare a produzioni dell'ordine di un milione di tubi all'anno, quali sono quelle richieste dal fabbisogno italiano, ed è possibile pretendere quell'uniformità di prodotto necessaria perchè qualsiasi tubo possa essere montato su qualsiasi apparecchio per esso costruito, e possa essere intercambiato con qualsiasi altro tubo dello stesso tipo.

Perciò anche da noi è stato necessario introdurre i sistemi di produzione in massa, già in largo uso altrove: sistemi che, contrariamente a quanto generalmente si crede, non sono spinti al massimo grado di automatismo. Anzi, nell'industria dei tubi elettronici si può notare in modo particolare la tendenza a mantenere il lavoro manuale in alcune fasi del ciclo di produzione, intercalate alle fasi eseguite dalle macchine automatiche, in modo da sfruttare nel complesso i vantaggi delle due lavorazioni, eliminandone o riducendone al minimo gli inconvenienti.

Il processo di lavorazione si può suddividere in tre parti: la preparazione dei pezzi componenti l'armatura, l'allestimento di questa e la chiusura nel bulbo dell'armatura montata.

2. - Allestimento dei pezzi.

La preparazione di alcuni pezzi viene fatta semplicemente per tranciatura e piegatura, ed è il caso delle placche, dei supporti in mica, delle griglie schermo; altri pezzi richiedono operazioni molto più complesse e delicate, per alcune delle quali sono anche adoperate macchine automatiche.

I nuovissimi filamenti riscaldatori di tungsteno a doppia elica vengono prima trafilati e trattati a caldo fino al giusto punto di elasticità e di durezza, indi vengono spruzzati di materiale isolante refrattario che, essendo a base di ossido di magnesio o di alluminio, deve cuocersi ad alta temperatura (1800°) in appositi forni ad atmosfera di idrogeno.

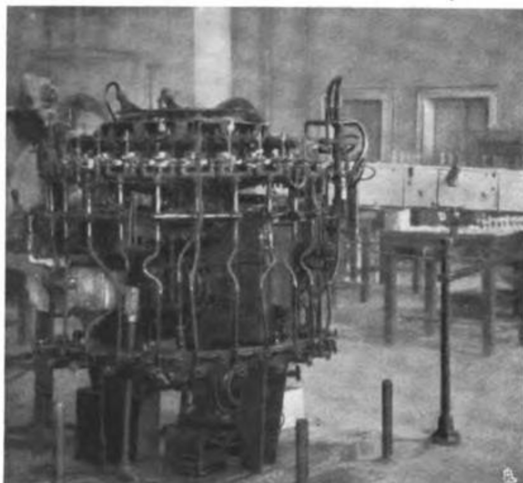


Fig. 1. — Macchina per la fabbricazione dei supporti principali.

I catodi di nichel a forma di tubetto vengono trafilati senza saldatura o formati in bagno elettrolitico, e ricoperti poi di sostanza attiva con un sistema analogo a quello della verniciatura a spruzzo; in seguito sono essiccati in forni adatti.

Il supporto principale in vetro (piedino) viene fabbricato con una macchina automatica (fig. 1) simile a quella usata nella fabbricazione delle lampadine a incandescenza; le difficoltà tuttavia sono maggiori, sia per le più strette esigenze del vuoto, sia per il maggior numero di elettrodi che devono uscire all'esterno dal tubo finito. Per il tratto passante di questi elettrodi s'impiega generalmente la redite (filo Dumet) che risulta di un nucleo di acciaio al nichel con lo stesso coefficiente di dilatazione del vetro usato, ricoperto da uno strato di rame leggermente ossidato in superficie; la parte più delicata della lavorazione consiste appunto nella saldatura del rame al vetro, l'ossido di rame dovendo sciogliersi completamente nel vetro fuso, in

modo da lasciare il rame puro a contatto con il vetro. Per questo occorrono numerose fiamme esattamente dosate, nelle varie posizioni di riscaldamento.

Anche per la produzione delle griglie vengono ora usate quasi esclusivamente macchine avvolgitrici automatiche, a produzione continua; l'avvolgimento del filo sulle barre laterali avviene, sia dando a queste un movimento elicoidale, sia facendo ruotare la bobina del filo di avvolgimento intorno alle barre laterali dotate di un movimento di traslazione; il collegamento del filo alle barre si compie per aggraffatura: una fresa cioè intaglia la barra ed un rullo chiude l'intaglio non appena il filo di avvolgimento vi si è posato.

Si può intuire la superiorità di una tale macchina in confronto con le vecchie avvolgitrici a mano, dove ogni singola griglia veniva avvolta su un mandrino di rame (necessario per la saldatura elettrica del filo alle barre laterali) soggetto a rapidissimo logoramento. L'uniformità del prodotto dipendeva allora dal frequente ricambio dei mandrini, dalla velocità con la quale l'operatrice avvolgeva il filo e da molte altre cause incontrollabili.

L'aggraffatura del filo poi ha non solo eliminato l'ossidazione delle griglie, e quindi un riscaldamento spinto per la purificazione (riscaldamento che ricuoceva troppo le barre laterali, rendendole meccanicamente deboli), ma ha reso anche la fabbricazione delle griglie indipendente dalla qualità del materiale usato. Il materiale infatti, che prima era scelto principalmente in vista delle sue qualità saldanti, ora può essere variato a seconda delle esigenze particolari delle singole griglie (rigidità meccanica, emissione secondaria, riscaldamento).

3. - Montamento, vuotatura e collaudo.

L'allestimento dell'armatura con i singoli pezzi viene ancora fatto a mano, benchè siano già state studiate macchine automatiche per tale operazione. Esse non si sono dimostrate economicamente convenienti per il fatto che l'armatura di ogni singolo tipo richiederebbe una macchina particolare, assai complicata, la quale cadrebbe in disuso non appena un nuovo tipo venisse a sostituire l'antico; fatto questo che si verifica assai frequentemente, soprattutto nell'attuale periodo di rapido sviluppo dell'industria radio.

E' anche interessante osservare come in questa fase della lavorazione non sia stato neppure applicato il principio della massima suddivisione del lavoro, principio cardine della produzione in massa; data la delicatezza delle operazioni, si preferisce che ogni singola operaia monti completamente l'armatura, ed assuma la responsabilità degli eventuali difetti: il suo numero di matricola segnato sul supporto permette di identificarla quando al collaudo finale l'armatura da lei montata presenti imperfezioni.

La montatura a mano viene tuttavia facilitata da macchine saldatrici elettriche, in cui è automaticamente regolata la durata o la intensità della corrente di saldatura; da attrezzi speciali è pure facilitato l'apprestamento delle singole parti componenti.

Montata l'armatura, una grande macchina automatica assai com-

plessa (fig. 2) termina il ciclo di lavorazione propriamente detto: cioè in una prima fase chiude l'armatura nel bulbo, riscaldando quest'ultimo ad una temperatura tale da eliminare la maggior quantità possibile dei gas occlusi nel vetro, successivamente vuota e chiude il bulbo.

La vuotatura viene compiuta per gradi, prima a mezzo di ordinarie pompe meccaniche a tenuta di olio, indi, per raggiungere un vuoto più spinto, a mezzo di pompe a diffusione a vapori di mercurio od a vapori di olio. Durante i vari stadi della vuotatura, per mezzo di forni ad induzione ad alta frequenza (1000 kHz circa) (fig. 2) si

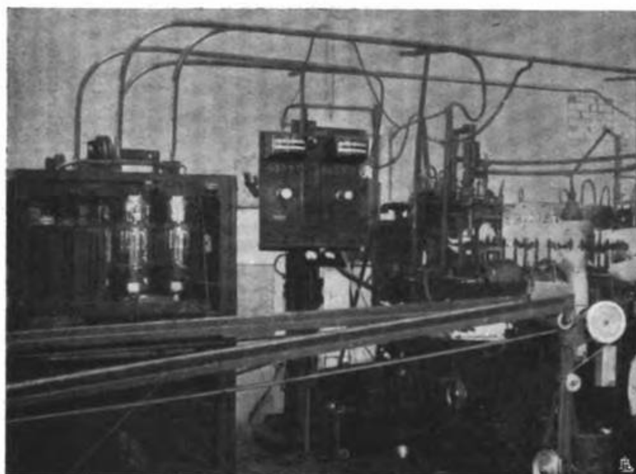


Fig. 2. — Macchina per la chiusura e vuotatura dei tubi (a destra) e forno ad alta frequenza per il trattamento termico (a sinistra).

riscaldano le parti metalliche interne, così da espellere nella maggior quantità possibile i gas in esse occlusi; contemporaneamente si riscalda il catodo facendo circolare nel filamento una corrente elettrica. In tal modo il catodo stesso viene attivato, trasformandosi in ossido il carbonato di bario e stronzio di cui era stato spruzzato in precedenza (col citare questa reazione non si richiama che la parte chimica, immediatamente sensibile del fenomeno).

Durante uno degli ultimi stadi della vuotatura (fig. 3), con una bobina percorsa da corrente ad alta frequenza, si volatilizza una pastiglia composta di metalli alcalini (*getter*) preventivamente montata sull'armatura; i vapori metallici si combinano con quasi tutti i gas residui e producono condensandosi un vuoto molto superiore a quello ottenibile con le pompe anche più perfezionate.

A questo punto non resta che chiudere il tubetto d'aspirazione e passare il tubo alle macchine per la zoccolatura; dopo la quale un'altra macchina, a produzione continua, può completare l'attiva-

zione dei catodi (invecchiamento) e fare il collaudo elettrico finale, scartando i tubi che non rispondano ai requisiti o che presentino difetti di altro genere.

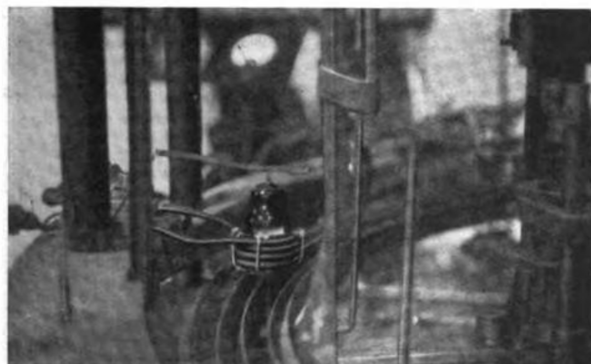


Fig. 3. — Tubo in una delle fasi di vuotatura.

Questa macchina tuttavia può essere usata solo per tubi relativamente semplici. Per la maggioranza dei tipi moderni si preferisce tener separati l'invecchiamento ed il collaudo (fig. 4); il primo dei

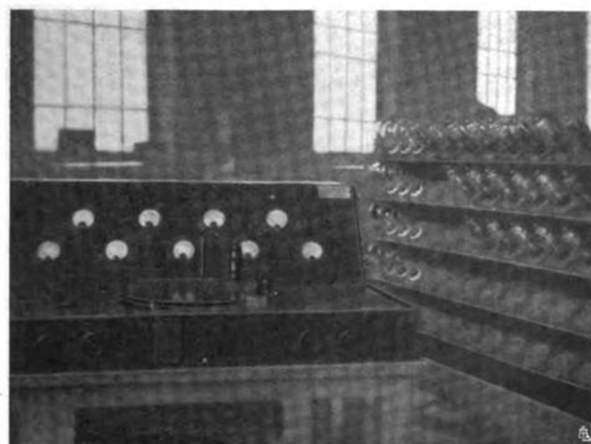


Fig. 4. — Banco di collaudo per vari tipi di tubi.

quali viene eseguito su banchi fissi a funzionamento discontinuo, oppure su tamburi girevoli a funzionamento continuo, che si caricano da un lato e si scaricano dall'altro, la velocità di rotazione del tamburo essendo regolata secondo le esigenze di invecchiamento.

I valori che ordinariamente si misurano sul 100 % della produzione sono:

a) la corrente del filamento;

b) la corrente di placca per tensioni normali di placca e di griglia;

c) la corrente inversa di griglia per tensioni normali, la quale indica il grado di vuoto del tubo;

d) la conduttanza mutua;

e) la corrente di interdizione [1], valore che prende il posto del potenziale di interdizione, essendo di più facile controllo;

f) l'emissione totale convenzionale, data dalla corrente totale di elettroni emessi dal catodo, quando tutti gli altri elettrodi sono al potenziale di 50 volt positivi.



Fig. 5. — Reparto collaudo finale.

Per ogni tipo poi occorrono misure particolari, come ad esempio quelle delle seguenti grandezze: potenza massima indistorta di uscita, per i tubi finali; conduttanza mutua alla tensione di interdizione, per tutti i tipi a fattore di amplificazione variabile (per esempio, tipi 58, 78); conduttanza di conversione per i convertitori di frequenza a cinque griglie (per esempio, tipi 2 A 7, 1 A 6); corrente di funzionamento da duplicatore di tensione, per il tubo raddrizzatore 25 Z 5.

In tutti i tubi viene ancora provato l'isolamento fra filamento e catodo ed infine i tubi stessi vengono adattati ad un normale radioricevitore per la verifica del funzionamento generale; durante que-

[1] Si indica con il termine « corrente di interdizione » la corrente di placca per una polarizzazione della griglia, fissa e molto prossima al potenziale di interdizione.

st'ultima prova si provvede anche ad urtarli ripetutamente, per assicurarsi che non producano rumori anormali.

Tutte queste prove eseguite appena terminata la fabbricazione, per quanto rigorose, non garantiscono ancora un prodotto perfetto; i tubi vengono perciò tenuti per un certo tempo in magazzino, e collaudati di nuovo prima della spedizione (fig. 5). La percentuale di scarto in questo secondo collaudo è un buon indice della bontà di lavorazione delle varie macchine.

Se in generale la lavorazione in serie richiede che la materia prima presenti una uniformità perfetta nella qualità e nelle dimensioni per poter dare un prodotto buono ed omogeneo, nel nostro caso le esigenze di questo genere sono anche più strette, in quanto che in certe fasi della lavorazione bastano minimi scarti dal valore medio delle caratteristiche richieste, per produrre risultati disastrosi. E' sufficiente, per convincersene, fermare l'attenzione sull'importanza della vuotatura dei tubi.

Questa in addietro era fatta su un certo numero di tubi contemporaneamente, ed era di volta in volta controllata a mezzo di vacuometro, prima di procedere alle operazioni successive. Nella lavorazione in serie, invece, essendo ad ogni fase necessariamente attribuito un tempo definito ed eguale per tutti i tubi, se per una qualsiasi ragione uno di questi necessita di un tempo di vuotatura maggiore di quello calcolato, esso viene chiuso prima di essere completamente privato di gas, e si rivela quindi come scarto al controllo finale.

Ad ovviare a tale inconveniente tutte le parti componenti l'armatura interna vengono preventivamente purificate in appositi forni ad atmosfera di idrogeno; inoltre si usano i metalli che presentano la minor quantità possibile di gas occlusi e che se ne liberano più facilmente col riscaldamento.

A queste ultime caratteristiche è dovuto principalmente il grande favore che ha incontrato il ferro purissimo di Svezia (*Svea metal*), lanciato lo scorso anno sul mercato. Questo infatti, oltre ad assorbire i gas con minore facilità del nichel, essendo di conducibilità termica ed elettrica più elevata del nichel finora usato, viene scaldato e quindi privato dei gas con maggiore facilità dalle bobine dei forni ad induzione ad alta frequenza.

A parte i metodi di preparazione delle materie prime, i perfezionamenti introdotti negli assorbenti metallici (*getters*) regolano anche la vuotatura, facilitando la lavorazione in serie. L'assorbente al magnesio puro è stato quasi completamente abbandonato e sostituito dal bario, o da leghe di bario e magnesio, o di bario stronzio e magnesio, o di bario alluminio e magnesio; il bario si combina praticamente con tutti i gas residui al momento della volatilizzazione, non solo, ma essendo chimicamente molto più attivo del magnesio, il suo deposito solido (specchio) sul vetro del bulbo può continuare anche a freddo a combinarsi con tutti i gas che eventualmente si sviluppino durante il funzionamento, e quindi mantiene, e migliora anche, il vuoto ottenuto alla chiusura.

L'azione di un assorbente di tale tipo è così efficace che basta

avere, al momento dello scoppio, un grado di vuoto dell'ordine di qualche micron, per ottenere nel tubo chiuso un vuoto non più misurabile col solito sistema del vacuometro a mercurio. E' allora il fattore di ionizzazione (cioè il rapporto fra la corrente inversa di griglia e la corrente di placca) che dà indicazione del grado di vuoto; esso è normalmente dell'ordine di un milionesimo, ma può ancora migliorare con la sosta in magazzino.

Ora, un grado di vuoto dell'ordine di qualche micron è facilmente ottenibile con pompe a mercurio fisse su macchine rotative continue che facciano uso di distributori per le connessioni tra le pompe ed i tubi da vuotare. Diventano così inutili i sistemi ingegnosissimi di attacco diretto delle pompe a mercurio ad ogni singola posizione della parte rotante delle macchine di chiusura, come pure diminuisce molto lo scarto dovuto a tubi non ben vuotati o contenenti parti non ben liberate dai gas.

Un altro vantaggio non piccolo dell'assorbente al bario è la possibilità di limitare il deposito solido nel bulbo, che intralcerebbe il raffreddamento per irradiazione delle parti interne. Questo è di capitale importanza soprattutto per le valvole finali, che devono dissipare una potenza rilevante e mantenersi ad una temperatura relativamente bassa.

4. - **Recenti perfezionamenti costruttivi nei tubi.**

La stabilizzazione del ciclo di lavorazione ed i grandi progressi in esso attuati, oltre che diminuire lo scarto e dare una grande uni-

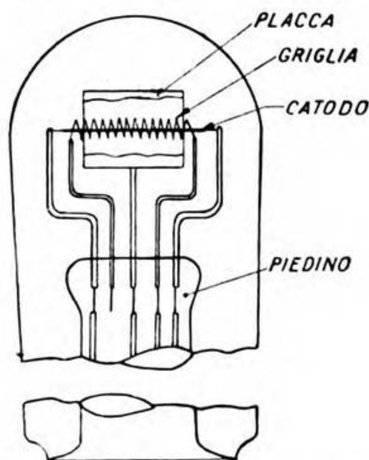


Fig. 6. — Triodo tipico di costruzione antiquata.

formità di produzione, hanno pure permesso una notevole indipendenza nella creazione di nuovi e più complessi tipi di tubi.

Questo è vero soprattutto riguardo all'armatura interna, la quale fino ad alcuni anni or sono restava affine al tipo di quella delle lam-

padine a incandescenza da cui era derivata. Nei tubi di qualche anno fa, infatti, il filamento la griglia e la placca erano saldati e sostenuti da elettrodi fissati al piedino di vetro (fig. 6). L'allineamento e la rigidità dei singoli elementi dipendevano dalla rigidità di tali elettrodi che sovente assumevano dimensioni rilevanti.

E' facile vedere che con tali sistemi non erano possibili costruzioni di grande esattezza e di strutture complesse, poichè, a parte l'inconveniente delle difficoltà pratiche di esecuzione, poteva bastare un minimo urto, o anche un semplice cambiamento di temperatura, per modificare le caratteristiche elettriche del tubo finito.

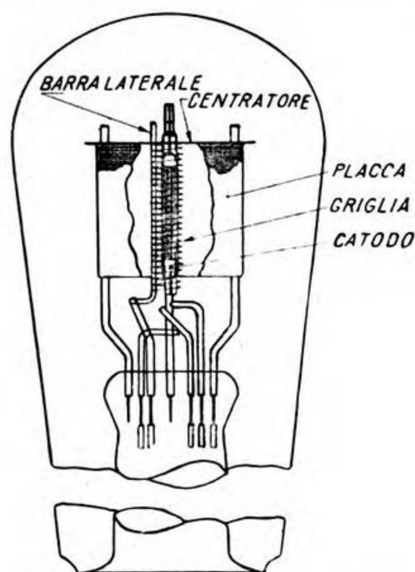


Fig. 7. — Triodo tipo 27, antiquato.

Il triodo tipo 27 (fig. 7) è il primo che comincia a scostarsi dal sistema accennato, possedendo già uno spaziatore di mica nella parte superiore. Esso fu seguito dal tetrodo tipo 24 in cui lo spaziatore di mica è nella parte inferiore; superiormente il catodo e la griglia sono tenuti centrati da un supporto secondario in vetro, fissato alla griglia schermo; la necessità di mollette per tendere il filamento viene ad essere eliminata dal nuovo sistema di filamento a doppia elica, avvolto ed immerso in materiale refrattario speciale.

Questo tipo ad un centratore fu sostituito da un tipo a due centratori, l'uno inferiore e l'altro superiore; quello superiore fu esteso fino ad appoggiarsi alle pareti del bulbo, in modo da costituire una guida rigida all'armatura.

La forma del bulbo tuttavia non era più adatta alle nuove esigenze, e fu modificata secondo un disegno studiato per tutt'altri

scopi, e cioè per aumentare al massimo l'effetto degli schermi metallici esterni. La maggior rigidità di tale costruzione permise l'uso di elettrodi di diametro molto minore, e quindi di minor prezzo e più facili a liberare dai gas; e permise pure l'allestimento di armature molto più complesse, quale quella del tipo 43 (fig. 8) o quella del tipo 6 A 7 che tra la placca ed il catodo possiede ben cinque griglie a distanze di pochi decimi di millimetro.

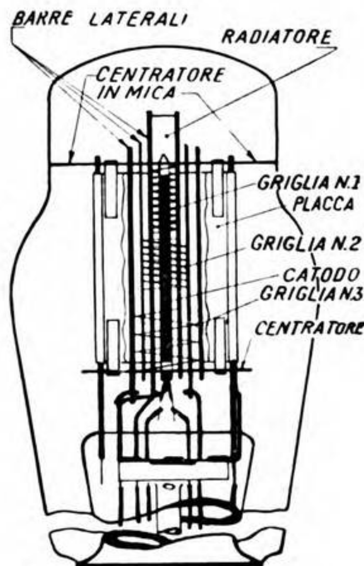


Fig. 8. — Pentodo tipo 43.

Di pari passo con i perfezionamenti meccanici si sono pure attuati notevoli perfezionamenti dal punto di vista del rendimento elettrico e quindi del riscaldamento, problema questo di grande importanza, data la sempre crescente potenza dei tubi finali e la tendenza a diminuire le dimensioni dei bulbi.

Il riscaldamento in un tubo è prodotto da due cause principali: l'energia di riscaldamento del catodo e il bombardamento elettronico della placca. Nei tubi riceventi, e soprattutto in quelli a riscaldamento indiretto, ha maggiore importanza la prima, dato che la placca si raffredda facilmente per irradiazione verso l'esterno se la sua superficie viene carbonizzata o brunita o anche semplicemente sabbiata.

Un primo passo verso la soluzione di tale problema è stato fatto migliorando la caratteristica di emissione del catodo, ciò che si è ottenuto usando esclusivamente catodi ricoperti da ossidi dei metalli alcalino-terrosi, quali bario e stronzio, in varie proporzioni; questi danno una buona emissione ad una temperatura relativamente bassa.

Un grande vantaggio si è ottenuto ancora con l'aumentare il

rendimento del riscaldatore. Questo, nei primi tubi a riscaldamento indiretto, era costituito da un filo ripiegato ad U, teso da un gancetto nella sua parte superiore e tenuto centrato nel catodo da due spaziatori di materiale refrattario. Un tale sistema richiedeva, per un tubo normale quale il tipo 27, una potenza di 4,4 watt, rendendo necessario un diametro di catodo relativamente grande per impedire i corti circuiti.

Questo riscaldatore è stato migliorato avvolgendo il filamento su un nucleo isolante e spruzzandolo di materiale refrattario. Il diametro del catodo poteva così essere ridotto e la trasmissione di calore aveva luogo per conduzione attraverso il materiale refrattario a contatto con il tubetto, e non solo per irraggiamento come nel caso precedente.

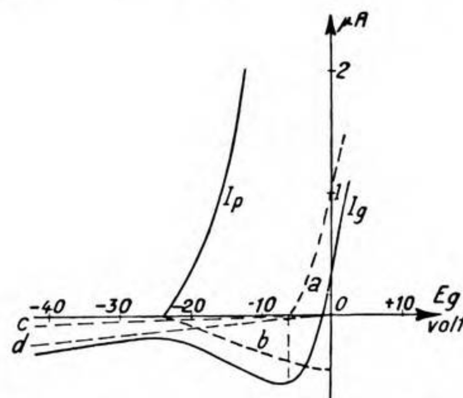


Fig. 9. — Andamento della corrente di griglia e delle sue componenti.

La potenza spesa fu così diminuita a 2,5 watt. Con ulteriori miglioramenti nella qualità del materiale refrattario e con l'abolizione del nucleo centrale su cui era avvolto il filamento, si è scesi ora a 1,8 watt per quasi tutti i tipi normali di tubi.

Per i tubi finali che richiedono una maggiore potenza per il filamento, malgrado l'aumentato rendimento del catodo, non si è riusciti a mantenere la temperatura interna inferiore a quei limiti che permettono il funzionamento del tubo senza inconvenienti. Il maggiore di questi è l'apparizione di una corrente inversa nel circuito della griglia di controllo, dovuta al fatto che tale griglia, molto vicina al catodo, raggiunge una temperatura così alta da emettere elettroni in quantità non trascurabile.

L'andamento della corrente di griglia in un tubo normale è reso chiaramente dalla fig. 9, in cui sono segnate a tratti le curve delle varie componenti di essa :

a) la corrente diretta di griglia dovuta al flusso degli elettroni dal catodo alla griglia;

b) la corrente di ionizzazione dovuta alla presenza di ioni gassosi ;

c) la corrente di dispersione attraverso le parti isolanti;

d) la corrente dovuta all'emissione di elettroni dalla griglia verso la placca.

Considerando il fatto che nel circuito della griglia è ordinariamente inserita una resistenza dell'ordine del megaohm, si capisce facilmente come pochi microampere di corrente inversa abbassino la tensione di polarizzazione della griglia; tale abbassamento provoca un aumento nella corrente di placca ed un conseguente riscaldamento del tubo, e questo produce a sua volta un aumento nella corrente inversa di griglia, rendendo così il fenomeno autoesaltatore fino a distruzione del tubo per sovrariscaldamento.

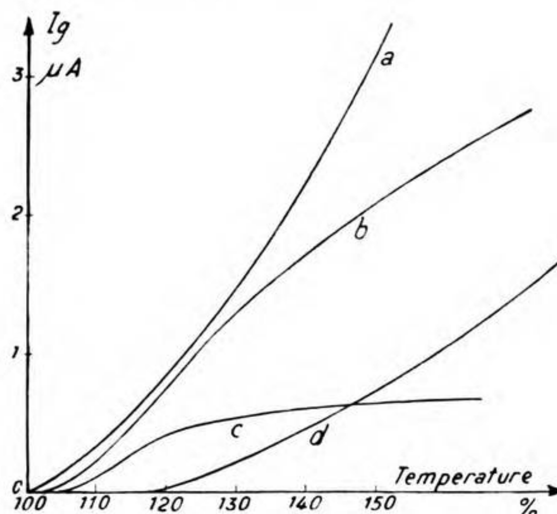


Fig. 10. — Emissioni di griglia in funzione della temperatura interna del tubo. (Le temperature sono indicate in valori percentuali di quello corrispondente al regime normale).

Ad ovviare a tale grave pericolo si sono ideati diversi artifici, tutti tendenti a raffreddare la griglia. Un esame comparativo dei vari sistemi in uso è dato dalla fig. 10, dove è tracciato l'andamento della corrente inversa di griglia in funzione della temperatura interna del bulbo, per tubi tipo 43.

La curva *a* è per un tubo a griglia normale senza alcun dispositivo speciale.

La curva *b* è ottenuta con un tubo in cui la griglia è stata spruzzata di carbone in strato sottilissimo. La carbonizzazione non produce un raffreddamento per maggiore irraggiamento termico, come potrebbe a tutta prima sembrare, dato che la griglia è in un ambiente ad equilibrio termico, ma aumenta il lavoro di estrazione degli elettroni ed abbassa notevolmente la corrente di saturazione perti-

nente alla tensione applicata. Per questo la carbonizzazione è usata specialmente sulle griglie suscettibili di emissione secondaria, piuttosto che per prevenire l'emissione termoionica.

La curva *c* è la caratteristica di un tubo che, oltre alla griglia carbonizzata, possiede un piccolo collare radiante di nichel carbonizzato, saldato agli estremi delle barre laterali della griglia. Questo irradia calore in una parte relativamente fredda del bulbo, e mantiene la griglia ad una temperatura tollerabile.

La curva *d* è relativa a un tubo in cui le barre laterali sono in rame anzichè in nichel, il che facilita la conduzione del calore verso i supporti freddi. Se poi all'altro estremo delle barre si salda un collare radiante, l'irradiazione di calore diventa così efficace che non si ha alcuna emissione di griglia nel campo di temperature considerato nel diagramma di fig. 10; il quale si estende fino a temperature già di molto superiori a quelle che s'incontrano nella pratica.

Le barre in rame ed il radiatore sono quindi entrati nell'uso comune in tutti quei tipi di tubi in cui si teme la possibilità di emissioni di griglia: cioè non solo nei tubi finali, ma anche in quelli come i tipi 6 A 7 e 6 B 7 nei quali la prima griglia è molto vicina al catodo ed il circuito esterno di griglia è necessariamente ad alta resistenza.

La soluzione di questo problema, che riguardava un tipo speciale di tubo, ha così avvantaggiato le caratteristiche di altri tipi per i quali tale problema non era di primaria importanza. Questo è un caso particolare di quanto avviene spesso nella tecnica, e spiega una delle ragioni per cui, malgrado l'aumentata complessità nella costruzione dei tubi, si osserva facilmente un netto miglioramento nell'uniformità delle loro caratteristiche elettriche, anche dopo un lungo periodo di funzionamento. Così ad esempio i tipi 45 e 47 di costruzione antica davano una variazione della corrente di placca che raggiungeva valori fino al 20 % in più o in meno del valor medio, rendendo così complicato l'allestimento di circuiti bilanciati; i tipi 2 A 3 e 2 A 5, che ora li sostituiscono, danno valori di corrente di placca sensibilmente costanti e con scostamenti dal valor medio compresi entro i limiti di qualche unità per cento.

Pavia - Fabbrica Italiana Valvole Radio Elettriche.

-- -- -- RECENSIONI -- -- --

ABBREVIAZIONI DI TITOLI DI PERIODICI.

A. E. G. Mitt.: A. E. G. Mitteilungen.
A. F.: Alta Frequenza.
Ann. d. Phys.: Annalen der Physik.
Ann. P. T. T.: Annales des Postes, Télégraphes et Téléphones.
Archiv. f. Elektr.: Archiv für Elektrotechnik.
A. T. M.: Archiv für technisches Messen.
Bell S. T. J.: The Bell System Technical Journal.
B. S. J. Research: Bureau of Standards Journal of Research.
Bull. S. F. E.: Bulletin de la Société Française des Électriciens.
Bull. S. F. R.: Bulletin de la Société Française Radio-Électrique.
Compt. Rend.: Comptes Rendus hebdomadaires des séances de l'Académie des Sciences.
E. F. D.: Europäischer Fernsprechdienst.
El. Comm.: Electrical Communication.
El. Eng.: Electrical Engineering.
El. J.: The Electric Journal.
El. World: Electrical World.
En. El.: L'Energia Elettrica.
E. N. T.: Elektrische Nachrichten-Technik.
Ericsson Rev.: The L. M. Ericsson Review.
E. T. Z.: Elektrotechnische Zeitschrift.
F. T. M. H.: Funktechnische Monatshefte.
G. E. R.: General Electric Review.
G. R. Experimenter: The General Radio Experimenter.
H. F. Techn. u. El. Ak.: Hochfrequenztechnik und Elektroakustik.
J. A. S. A.: The Journal of the Acoustical Society of America.
J. I. E. E.: Journal of the Institution of Electrical Engineers.
J. I. E. E. J.: Journal of the Institution of Electrical Engineers of Japan.
J. O. S. A.: Journal of the Optical Society of America.
Journ. Télécomm.: Journal des Télécommunications.
Journ. télégr.: Journal télégraphique.
J. S. M. P. E.: Journal of the Society of Motion Picture Engineers.
L'Elettrot.: L'Elettrotecnica.
Onde Él.: L'Onde Électrique.
Phil. Mag.: The London, Edinburgh, and Dublin Philosophical Magazine and Journal of Science.
Phys. Rev.: The Physical Review.
Phys. Z. S.: Physikalische Zeitschrift.
Phys. Z. S. Sow.: Physikalische Zeitschrift der Sowjetunion.
P. O. E. E. J.: The Post Office Electrical Engineers' Journal.
Proc. I. R. E.: Proceedings of the Institute of Radio Engineers.
Radio Eng.: Radio Engineering.
Rass. P. T. T.: Rassegna delle Poste, dei Telegrafi e dei Telefoni.
R. G. E.: Revue Générale de l'Électricité.

R. S. I.: Review of Scientific Instruments.
Schalltechn.: Die Schalltechnik.
Siemens Z. S.: Siemens Zeitschrift.
Telefunken Zeit.: Telefunken Zeitung.
T. F. T.: Telegraphen- und Fernsprech-Technik.
Trans. A. I. E. E.: Quarterly Transactions of the American Institute of Electrical Engineers.
V. D. I.: Zeitschrift des Vereines Deutscher Ingenieure.
V. N. T. Siemens: Veröffentlichungen aus dem Gebiete der Nachrichtentechnik.
W. E. a. E. W.: The Wireless Engineer and Experimental Wireless.
Wir. World: Wireless World.
Z. S. f. Phys.: Zeitschrift für Physik.
Z. S. f. techn. Phys.: Zeitschrift für technische Physik.

AMPLIFICATORI.

W. Baggally — **Compensazione della corrente di griglia per amplificatori di potenza.** (W. E. a. E. W., febbraio 1933, X, 113, pag. 65-68, con 5 fig.).

La potenza ricavabile, senza distorsione, da un amplificatore è limitata, oltre che da altri fattori, anche dalla corrente di griglia che nasce allorchè la tensione istantanea di griglia supera un certo valore nel senso positivo. Tale distorsione, a parità di corrente di griglia, è funzione dell'impedenza del circuito di entrata, ma non dipende dalle proprietà del tubo amplificatore.

Se in luogo di operare con corrente di griglia nulla, si compensa invece l'effetto di questa riducendo l'impedenza del circuito di entrata, è possibile ricavare, per un dato stadio di amplificazione, una potenza molto superiore pur contenendo la distorsione entro limiti prestabiliti.

Per ottenere ciò con un circuito di tipo normale si dovrebbe soddisfare a condizioni molto severe, che richiederebbero per lo stadio precedente l'uso di un tubo di potenza analoga a quello finale.

L'A descrive uno schema di circuito con il quale viene invece virtualmente ridotta l'impedenza di entrata dello stadio amplificatore, ne considera il funzionamento e le varianti per alcuni casi, ne indica il procedimento di calcolo e fa rilevare l'accordo ottenuto fra i risultati previsti dal calcolo e quelli direttamente misurati.

Secondo i dati riportati dall'A per un caso reale, l'aumento di potenza ricavabile è dell'ordine del 100 %. *g. a.*

F. M. Colebrook — **Amplificazione di tensione con elevata selettività mediante dinatron.** (W. E. a. E. W., febbraio 1933, X, 113, pag. 69-73, con 6 fig.).

Considerando la selettività di un normale stadio di amplificazione con triodo (o tetrodo a griglia schermo) ad anodo sintonizzato, rispetto a quella di un semplice circuito oscillante sintonizzato, la prima è necessariamente inferiore alla seconda. Ricorrendo ad un alto grado di reazione le condizioni si invertono e lo stadio amplificatore presenta una selettività superiore a quella del solo circuito oscillante. L'uso della reazione presenta però l'inconveniente di una maggiore complicazione di circuito. Adoperando invece un tetrodo nel tratto di caratteristica negativa (*dinatron*) si ottiene una selettività ancora più elevata di quella ottenibile con circuito a reazione. Ciò viene dimostrato sia analiticamente sia con dati sperimentalmente ricavati nel

caso di un amplificatore per frequenze acustiche. L'amplificazione ottenibile col dinatron è dello stesso ordine di quella di un circuito amplificatore normale, e quindi inferiore a quella di uno stadio con reazione; in compenso però il dinatron presenta, rispetto a quest'ultimo, il vantaggio della maggiore semplicità di circuito. *g. a.*

ANTENNE.

H. Harbich e W. Hahnemann — **La riduzione dell'effetto di evanescenza vicina nella radiodiffusione, con antenne trasmettenti speciali.** (E. N. T., ottobre 1932, IX, 10, pag. 361-376, con 31 fig.).

Gli AA si sono proposti di ricercare se, impiegando opportune antenne, non sia possibile ottenere una riduzione praticamente importante dell'effetto di evanescenza, che, com'è noto, si manifesta intorno ai trasmettitori di radiofonia (onde da 200 a 500 m) su una zona praticamente estesa da 50 a 150 km. Tale effetto va attribuito all'interferenza delle onde superficiali con le onde spaziali riflesse dallo strato di Heaviside: nella zona suddetta, le onde hanno ampiezze di uguale ordine di grandezza. Ad evitare dunque l'effetto di evanescenza occorre sopprimere quell'irradiamento spaziale che, riflesso dallo strato di Heaviside, alto da 100 a 400 km da terra, ricade sulla terra a distanze comprese fra 50 e 150 km: cioè l'irradiamento compreso fra gli angoli di inclinazione di 50° e 85°. Nelle antenne normali, alte meno di $\lambda/4$, l'irradiamento compreso negli angoli specificati risulta notevole.

Gli AA si sono proposti di risolvere il problema coll'impiego di tre tipi speciali di antenne: antenne sviluppate in superficie, antenne sviluppate in altezza, antenne combinate, composte di elementi « dipoli », ciascuno lungo meno di $\lambda/4$. Il primo tipo consta di tre uguali dipoli verticali, disposti, ad ugual distanza d, sullo stesso allineamento, immediatamente sopra la superficie terrestre, quello centrale eccitato con una corrente I_m, quelli laterali con correnti I_a di uguale ampiezza e sfasate, l'una in anticipo, l'altra in ritardo, rispetto alla corrente I_m. Il diagramma di irradiamento, nel piano verticale contenente le antenne, varia di configurazione in funzione sia del rapporto I_a/I_m, sia dello sfasamento di I_a rispetto ad I_m e sia della distanza d tra le antenne. Dalle minuziose ricerche teoriche risulta che il proporzionamento più favorevole, agli effetti della soppressione dell'evanescenza vicina, ed all'effetto di conservare una buona efficacia nell'irradiamento orizzontale (onda superficiale), è il seguente: rapporto $I_a/I_m = 1/2$, I_a in opposizione di fase rispetto ad I_m, $d = \lambda/3$.

Del secondo tipo di antenne, gli AA considerano anzitutto il dipolo semplice verticale il cui ventre di corrente venga a trovarsi ad un'altezza variabile $h/2$ da terra. Tenuto conto dell'effetto riflettente esercitato dalla terra, l'antenna più efficace risulta quella per cui $h/2$ è compreso fra 0,25 λ e 0,3 λ. Il sistema si può complicare con l'aggiunta di un secondo dipolo, posto sulla stessa linea verticale, il cui ventre di corrente sia alla superficie terrestre: il diagramma di irradiamento è allora funzione dell'altezza h, del rapporto delle intensità e dello sfasamento delle correnti nei due dipoli. Non si ottiene però un miglioramento così deciso da giustificare la maggior complessità dell'impianto.

Una quasi assoluta soppressione dell'irradiamento lungo le inclinate da 45° a 90° si ottiene invece combinando le antenne di superficie con quelle sviluppate in altezza. Il risultato migliore si ha innalzando di (4/15) λ, sopra la superficie della terra, i ventri di corrente nei tre dipoli verticali distanti l'uno dall'altro $\lambda/3$, nei quali il rapporto I_a/I_m delle correnti valga da 1/1 a 1/0,5, e la differenza di fase fra I_m ed I_a sia 180°.

A cura della società C. Lorenz, sono state effettuate presso la stazione radiofonica di Eberswalde prove tendenti a convalidare i risultati teorici; vennero anzitutto fatte le prove di confronto tra un'antenna a dipolo unico ed un'antenna a superficie costituita dai 3 dipoli verticali lunghi 30 m, reciprocamente distanti di 100 m, direttamente alimentati in modo che le correnti dei dipoli laterali fossero in opposizione di fase rispetto alla corrente del dipolo centrale e le ampiezze stessero in proporzioni varie; l'onda impiegata era di 300 m. Vennero misurate le intensità di campo, e dedotte le rispettive fluttuazioni di intensità, scambiando le antenne, alle distanze di 79, 80, 130 e 170 km: fino a 130 km si potè notare una effettiva e notevole diminuzione del fenomeno di evanescenza impiegando l'antenna a superficie con proporzionamento I_a/I_m uguale ad 1/2 e ad 1/1,5. Vennero quindi provate le antenne alte. Sperimentalmente si trovò, impiegando l'onda di 150 m, che l'altezza ottima da terra del ventre di corrente vale da $\lambda/3$ a $\lambda/4$. Posto perciò un dipolo all'altezza di 52 m da terra (0,27 λ) ed impiegando l'onda di 192 m, le misure di campo permisero di verificare la giustezza delle conclusioni teoriche.

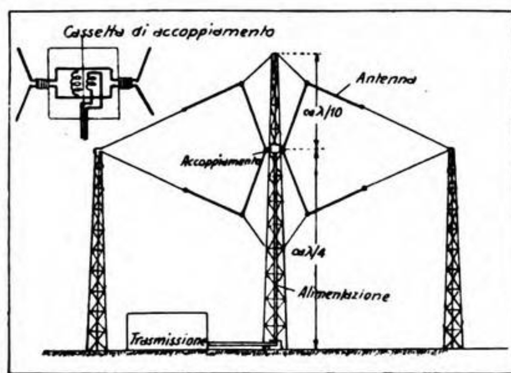


Fig. 1. — Schema di antenna alta.

Sulla scorta dei risultati così ottenuti venne allestito un impianto completo alla stazione di Tegel (Berlino). Per assicurare la diffusione uguale in tutte le direzioni si impiegò un'antenna formata da sei dipoli, disposti secondo i vertici di un esagono, alimentati con correnti uguali ed in fase, e da un dipolo sito nel centro, alimentato con una corrente di intensità sestupla e di fase opposta. Essendo 500 m la lunghezza d'onda, la distanza tra i dipoli venne scelta di 175 m (circa $\lambda/3$). Un secondo impianto sull'onda di 365 m venne allestito presso la stazione di Lipsia, impiegando le antenne alte (fig. 1). Ambedue gli impianti diedero senz'altro i buoni risultati previsti. *M. S.*

O. Schmidt — **Misure sull'induzione per irradiamento delle antenne simmetriche.** (H. F. Techn. u. El. Ak., novembre 1932, XL, 5, pag. 158 - 167, con 19 fig. e 1 tab.).

L'A applica un metodo di misura sulle linee di trasporto [1] per

[1] O. Schmidt: Il sistema a conduttori paralleli quale mezzo di misura nella tecnica delle onde corte - H. F. Techn. u. El. Ak., 1933, XLI, p. 2.

determinare sperimentalmente i valori dell'impedenza complessiva presentata dalle antenne simmetriche per onde corte e dedurre quindi le resistenze e le reattanze di irradiamento. Egli sottopone con ciò a verifica sperimentale i risultati di numerosi e notissimi lavori teorici sulla « induzione per irradiamento ».

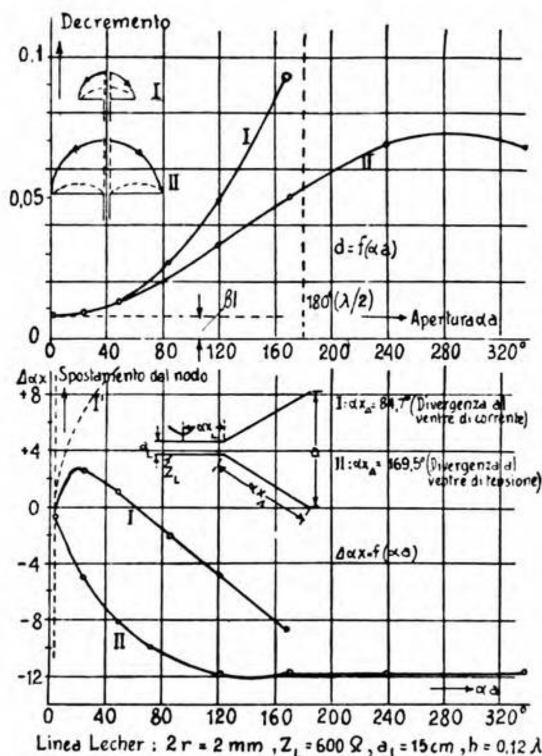


Fig. 1. — Variazioni del decremento e dello spostamento del nodo di tensione, col divergere dei fili.

Connessa all'impedenza Z_S incognita una linea omogenea di alimentazione, di impedenza caratteristica Z_L nota, basta misurare la distribuzione della tensione U lungo la linea, individuando il nodo di tensione più vicino al circuito di utilizzazione (distanza x), ed il decremento di utilizzazione $d = U_{\min}/U_{\max}$: posto $\alpha = 2\pi/\lambda$, Z_S è individuata dall'espressione :

$$Z_S = Z_L \frac{(j/2)\,(d^2 - 1)\,\mathrm{sen}^2\,\alpha\,x + d}{d^2\,\mathrm{sen}^2\,\alpha\,x + \cos^2\alpha\,x}.$$

Un tratto di linea bifilare omogenea, di lunghezza x_A, diventa man mano irradiante facendo divergere i fili (apertura terminale a) fino a renderli perpendicolari alla linea : la variazione dell'impedenza totale

è individuata dalla progressiva variazione del decremento d e dello spostamento $\Delta \alpha x$ del nodo di tensione, variazioni chiaramente rap-

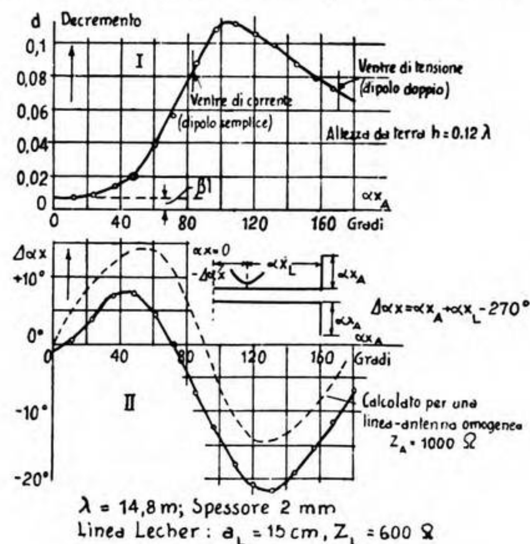


Fig. 2. — Caso dell'antenna simmetrica.

presentate nella fig. 1 per due tipi di irradiatori, il dipolo semplice (I): $x_A = \lambda'/4$, ed il dipolo doppio (II): $x_A = \lambda'/2$, tenuto conto della

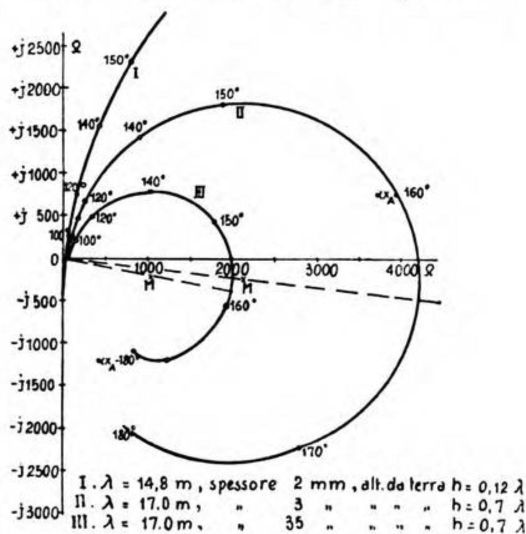


Fig. 3. — Luoghi geometrici dell'estremo del vettore impedenza totale.

variazione di velocità di propagazione (e quindi di lunghezza d'onda) prodotta dalla componente reattiva dell'irradiamento. La curva tratteggiata (I') dà, per il dipolo semplice, lo spostamento del nodo per effetto della variazione dell'impedenza caratteristica del tratto divergente, supposto ancora nullo l'effetto di induzione per irradiamento tra i due fili.

Analogamente l'A esamina il comportamento di un'antenna simmetrica (fili perpendicolari alla linea di alimentazione) di « altezza di irradiamento » x_A via via maggiore: la fig. 2 dà il diagramma del de-

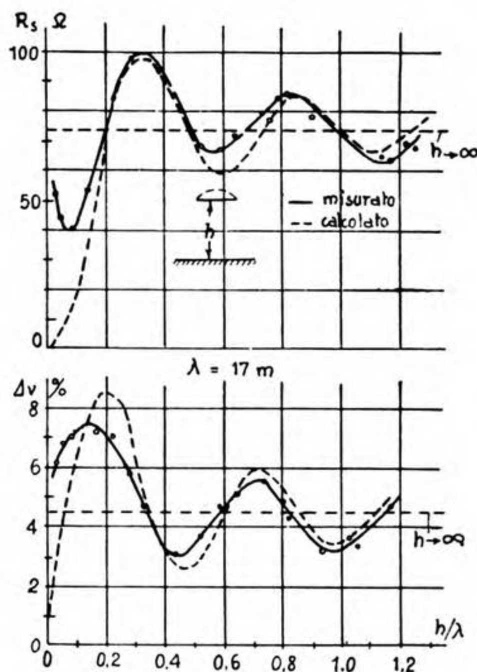


Fig. 4. — Influenza dell'altezza da terra nel caso del dipolo semplice.

cremento d e dello spostamento del nodo $\Delta\, a\, x$. Da questi diagrammi si deduce quello rappresentato in fig. 3 che dà direttamente i luoghi geometrici dell'estremità del vettore impedenza totale del sistema irradiante per tre casi caratteristici.

L'influenza della presenza della terra sul dipolo semplice e doppio è chiaramente espressa dalle fig. 4 e 5, dove sono riportati i valori della resistenza di irradiamento R_S e delle variazioni percentuali $\Delta\, v$ della velocità di propagazione.

L'A illustra ampiamente i numerosi diagrammi mettendo in rilievo come i risultati delle misure coincidano bene con quelli teorici. Egli fa un interessante esame qualitativo delle variazioni degli elementi elettrici in gioco, esame che permette di formarsi un chiaro quadro riassuntivo del comportamento di un sistema capace di irradiare energia. In particolare l'A assimila un siffatto sistema a quello costituito

da una linea omogenea, non irradiante, la cui impedenza caratteristica vale la « impedenza caratteristica fittizia » Z_A dell'antenna, definita come media geometrica della resistenza (puramente ohmica) di irra-

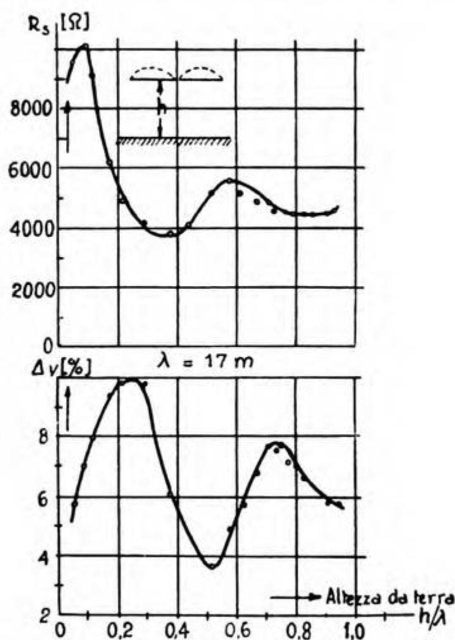


Fig. 5. — Influenza dell'altezza da terra nel caso del dipolo doppio.

diamento misurata nel ventre di corrente e di quella (pure ohmica) misurata nel ventre di tensione: tale linea omogenea a sua volta si immaginerà caricata dell'impedenza totale Z_S presentata dall'antenna

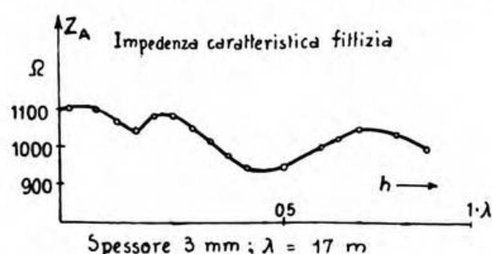


Fig. 6. — Impedenza caratteristica fittizia, al variare dell'altezza da terra.

nel punto di alimentazione. L'impedenza caratteristica fittizia è funzione, per un dìpolo semplice, della grossezza dei fili e dell'altezza *h* da terra, secondo la fig. 6 e la tabella I; in questa risulta pure calcolata

la « distanza fittizia » x dei fili dell'antenna, ottenuta in base alla formula $Z_A = 120 \log_e (x/r)$, e la variazione percentuale della velocità di propagazione $\Delta v \% = 100 \cdot X_S/[Z_A (\pi/2)]$, dove X_S è la componente reattiva dell'impedenza Z_S di irradiamento.

L'A completa l'articolo con misure dell'influenza dell'accoppiamento per irradiazione fra antenne e riflettori, ritrovando anche in questo campo una buona coincidenza fra i risultati delle misure e quelli dei noti procedimenti di calcolo.

TABELLA I. — Misure con $\lambda = 17$ m.

		$h = 0{,}62\ \lambda$	$h = \infty$	
$2r$ mm	Δv % Dipolo sempl. $(2 \cdot \lambda/4)$	Z_A ohm	Z_A ohm	Dist. fittizia dei fili x/λ
3	4,8	923	990	0,31
10	6,7	752	800	0,22
35	8,4	563	610	0,16

M. S.

CIRCUITI - QUADRIPOLI - FILTRI.

J. LABUS — **Il calcolo della durata dei fenomeni transitori nei filtri passa-banda.** (E. N. T., giugno 1932, IX, 6, pag. 226-233, con 6 fig.).

L'A stabilisce un metodo di calcolo dei fenomeni transitori destati in un filtro passa-banda dall'applicazione di una tensione continua o alternata sinoidale. Il problema ha una notevole importanza pratica perchè i fenomeni transitori determinano una distorsione nella fronte dell'onda propagata attraverso il filtro, e quindi di essi si deve tener conto nel proporzionamento dei filtri.

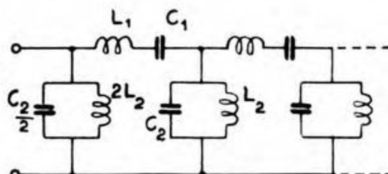


Fig. 1. — Filtro passa-banda.

Partendo dal caso specifico del filtro passa-banda a n cellule rappresentato in fig. 1, al quale, nell'istante $t = 0$, viene applicata un'onda di tensione continua V_0 a fronte rettangolare, usando il metodo degli operatori di Heaviside, l'A ricava l'espressione seguente della tensione esistente, al tempo t, nella cellula ν-esima:

$$h_\nu (t) = \frac{4 \nu V_0}{\omega_m t} \cdot I_{2\nu} \left(\frac{W}{2} t \right) \cdot \text{sen}\ \omega_m t = \frac{W}{\omega_m} V_0 \cdot a_\nu (t) \cdot \text{sen}\ \omega_m t$$

dove $\omega_m = 1/\sqrt{L_1 C_1} = 1/\sqrt{L_2 C_2}$ è la pulsazione media passante, W la larghezza della gamma di pulsazioni passanti attraverso il filtro,

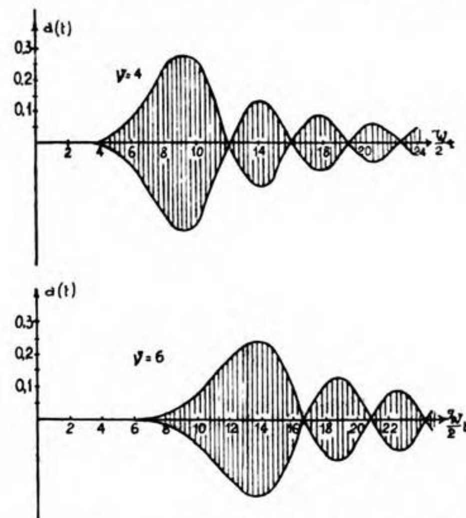


Fig. 2. — Andamento della funzione $a(t)$ per la quarta e la sesta cellula del filtro.

e $I_{2\nu}(W\,t/2)$ è la funzione di Bessel, di prima specie e del $2\,\nu$ - esimo ordine, dell'argomento $W\,t/2$. La relazione è ricavata nella ipotesi semplificativa che le perdite del filtro siano trascurabili, che

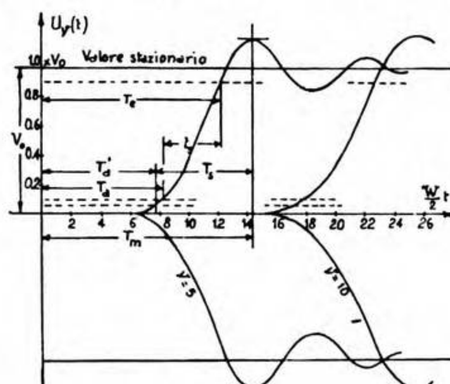


Fig. 3. — Ampiezza della tensione ai capi della quinta e decima cellula nel caso che la tensione di entrata sia sinoidale.

$W/\omega_m < 0{,}1 \div 0{,}2$, e che il numero totale n di cellule sia grandissimo. La funzione $a_\nu(t)$ è rappresentata nella fig. 2, per la quarta e sesta cellula. L'applicazione della tensione a fronte rettangolare desta dun-

que nelle cellule del filtro oscillazioni alternate di pulsazione ω_m, la cui intensità, tanto maggiore quanto più grande è la larghezza della gamma passante e quanto più piccola è la frequenza passante media, fluttua da valori nulli a valori massimi, via via successivamente attenuati. Le oscillazioni transitorie acquistano nelle successive cellule il loro primo valore massimo in istanti via via successivi, come se l'onda della perturbazione si propagasse con una fittizia velocità finita.

L'A passa quindi al calcolo del fenomeno transitorio supponendo che la tensione applicata $V(t) = V_0$ sen ωt sia sinoidale, di pulsa-

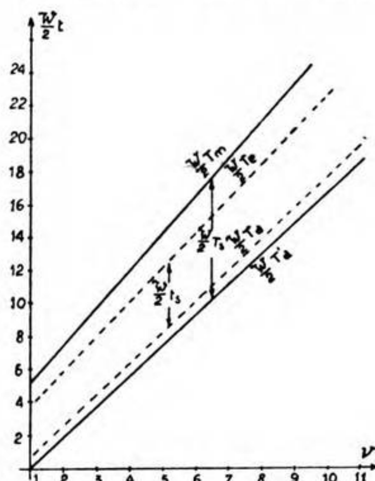


Fig. 4. — Durata del fenomeno transitorio in funzione dell'ordine delle cellule.

zione ω, ed ottiene l'espressione della tensione $V_\nu(t)$ suscitata nella ν - esima cellula :

$$V_\nu(t) = U_\nu(t) \text{ sen } \omega t \text{ , dove } U_\nu(t) = 2\nu V_0 \int_0^t \frac{I_{2\nu}(Wt/2)}{t} dt$$

è l'ampiezza dell'oscillazione, il cui andamento, in funzione del tempo, e per la durata del fenomeno transitorio, è rappresentata nella fig. 3, relativamente alla quinta e decima cellula.

L'A calcola infine la durata del fenomeno transitorio $T_s = T_m - T_a'$, dove T_m è il tempo occorrente affinchè l'ampiezza salga al primo valor massimo e T_a' il tempo occorrente affinchè l'ampiezza acquisti il 5 % del valore di regime permanente; e la confronta con quella $t_s = T_e - T_a$, definita dal Küpfmüller, essendo T_e e T_a i tempi necessari affinchè le ampiezze acquistino i valori del 90 % e rispettivamente del 10 % di quelli del regime permanente. Questi tempi, espressi in unità $(W/2)\,t$, sono riportati nella fig. 4 in funzione dell'ordine ν delle cellule. Empiricamente si trova :

$$T_s = \frac{10}{W} + \frac{0,8}{W}(\nu - 1) \quad \text{e} \quad t_s = \frac{6}{W} + \frac{0,4}{W}(\nu - 1).$$

M. S.

M. Rousseau — **Sulla teoria dei circuiti liberamente oscillanti.** (H. F Techn. u. El. Ak., gennaio 1933, XLI, 1, pag. 27-28).

L'A apporta un contributo agli studi dell'Osnos, cercando di porre le note formule dei circuiti oscillanti liberi, in forme che si prestino meglio all'indagine dei significati fisici e siano più facili da ricordare. Considerando un circuito quasi stazionario formato da un'induttanza L, da una capacità C e da una resistenza R in serie, l'A ricava:

1°) La pulsazione ω delle oscillazioni libere smorzate è tale che l'impedenza formata dalla reattanza induttiva e da metà della resistenza, è uguale alla media geometrica delle reattanze induttiva e capacitiva (Osnos), ed anche uguale alla cosidetta impedenza caratteristica (impedenza ondulatoria), definita come rapporto tra i valori istantanei della tensione e al condensatore e della corrente i circolante nel circuito:

$$\sqrt{(\omega L)^2 + \left(\frac{R}{2}\right)^2} = \sqrt{\omega L \cdot \frac{1}{\omega C}} = \frac{e}{i}.$$

2°) La pulsazione ω è tale che la metà della resistenza è uguale alla media geometrica della reattanza induttiva e della reattanza totale (necessariamente capacitiva):

$$\frac{R}{2} = \sqrt{\omega L \left(\frac{1}{\omega C} - \omega L\right)}.$$

3°) Il circuito ha carattere oscillatorio, se la costante di tempo $\tau = L/R$ del sistema L, R è maggiore di un quarto della costante di tempo $\vartheta = C R$ del sistema C, R:

$$\tau > \frac{\vartheta}{4}.$$

4°) Tra il periodo T dell'oscillazione e quello $T_0 = \sqrt{C L}/(2 \pi)$ dell'oscillazione permanente (per $R = 0$) intercorre la relazione:

$$\frac{T_0^2}{T^2} = 1 - \frac{1}{4} \frac{\vartheta}{\tau}.$$

5) Il quadrato del periodo T_0 (Lord Kelvin) è uguale alla metà della media armonica dei quadrati del periodo proprio T e del tempo $4 \pi \tau$:

$$\frac{1}{T_0^2} = \frac{1}{T^2} + \frac{1}{(4 \pi \tau)^2}.$$

L'A osserva quindi che il concetto di reattanza e di impedenza (concetto introdotto dalla legge di Ohm, e quindi fisicamente definito soltanto per circuiti sottoposti ad oscillazioni forzate) non ha che un puro significato formale per i circuiti liberamente oscillanti.

Altrettanto si può dire della entità « impedenza complessa generalizzata »:

$$R + \gamma L + \frac{1}{\gamma C},$$

dove $\gamma = -\delta + j \omega$ è l'operatore atto a trasformare in diagramma

vettoriale il piano di Gauss dei numeri (concetto introdotto nelle note equazioni del Bjerknes).

Applicato tale concetto al circuito oscillante libero, si deduce che questo soddisfa all'uguaglianza complessa: $1 + \gamma C R + \gamma^2 L C = 0$, e perciò alle relazioni fondamentali già note:

$$\delta = \frac{R}{2L} \quad \text{e} \quad \omega = \sqrt{\frac{1}{CL} - \frac{R^2}{4L^2}};$$

il significato fisico di γ non resta quindi interpretato. *M. S.*

DISTURBI E FENOMENI PERTURBATORI.

E. Henning — **Nuovo schema per la compensazione automatica delle fluttuazioni.** (F. T. M. H., febbraio 1933, 2, pag. 59-62, con 4 fig.).

R. Wigand — **Compensazione delle fluttuazioni eseguita da tubi elettronici.** (F. T. M. H., febbraio 1933, 2, pag. 63-64, con 5 fig.).

Il principio dei dispositivi di compensazione della fluttuazione consiste notoriamente nell'aumentare l'amplificazione degli stadi ad alta frequenza (o a frequenza intermedia), quando l'intensità del campo elettromagnetico diminuisce per effetto della fluttuazione.

Per aumentare l'amplificazione si agisce sulle tensioni di griglia. Dal circuito anodico dello stadio rivelatore si ricavano tensioni addizionali, che tendono a variare per effetto della fluttuazione e che, aggiungendosi alle tensioni di griglia degli stadi amplificatori, eseguiscono entro certi limiti la compensazione. Tali limiti occorre siano molto ampi, sia perchè un ricevitore sensibile e selettivo può ricevere stazioni di intensità assai diversa, sia perchè le fluttuazioni producono variazioni di campo elettromagnetico molto notevoli.

Per raggiungere agevolmente lo scopo occorrerebbe che le variazioni di corrente anodica dello stadio rivelatore fossero proporzionali alle variazioni di tensione ad alta frequenza. Ma ciò non avviene nè usando la rivelazione di placca, nè usando la rivelazione di griglia. Chè anzi, la stessa percentuale di modulazione influisce sulla tensione che deve eseguire la compensazione.

Riferiamoci alla rivelazione di placca e supponiamo di avere una tensione ad alta frequenza, modulata con una nota di intensità variabile. Se si traccia la figura di un tratto curvo di caratteristica anodica del tubo rivelatore, è facile disegnare il diagramma della corrente anodica prodotta dalla tensione che abbiamo supposto. Essa è formata dalla corrente di riposo del tubo, e da una corrente variabile, che dipende dalla modulazione della tensione applicata. In conseguenza della curvatura della caratteristica di rivelazione, avviene che eliminando con filtri la parte ad alta frequenza e la parte udibile della corrente anodica, si ha ancora in essa una componente variabile, che riproduce le variazioni di ampiezza della nota modulante. Queste variazioni possono succedersi con una frequenza che è dello stesso ordine di grandezza di certe fluttuazioni.

Ne segue, che il grado di modulazione influisce sulla tensione di compensazione, così che il dispositivo tende ad esercitare, al di fuori dello scopo per cui è stato introdotto, anche una livellazione delle intensità nei suoni.

L'uso nella rivelazione di un diodo (o di un triodo con griglia e placca elettricamente collegate) è libero da un simile inconveniente, perchè presenta una caratteristica di rivelazione che più si approssima a quella lineare, se si prescinde dalla piccola curvatura all'ori-

gine. D'altronde la curvatura all'origine influisce sensibilmente, soltanto quando le tensioni applicate al diodo sono assai piccole. Ma in questo caso esse discendono all'ordine di grandezza del livello dei disturbi e la ricezione non è più, appunto per tale motivo, tollerabile. Sempre ammettendo l'uso di ricevitori molto sensibili, si può pertanto trascurare l'effetto della curvatura all'origine anche con forti percentuali di modulazione.

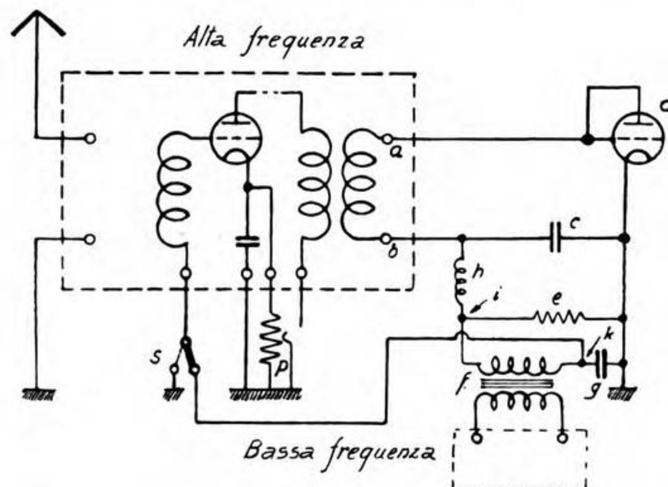


Fig. 1. — Compensatore di fluttuazione con rivelatore a diodo.

La fig. 1 illustra schematicamente il dispositivo di compensazione, con l'uso di un triodo funzionante come diodo, nel cui circuito passa una corrente pulsante. Il condensatore *c* (di capacità intorno a 2 mμF) offre una impedenza trascurabile all'alta frequenza e forte impedenza

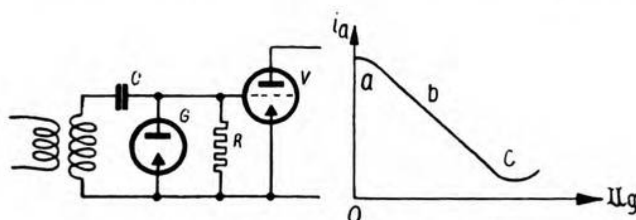


Fig. 2. — Rivelatore-amplificatore a triodo.

alle frequenze acustiche. Queste passano invece con relativa facilità attraverso la bobina *h* (la quale blocca l'alta frequenza). La resistenza *e* è grande rispetto alla impedenza d'entrata del trasformatore *f*, dimodochè la bassa frequenza passa quasi completamente attraverso il primario di questo. La corrente continua (le cui variazioni sono appunto utilizzate per la compensazione) è bloccata dal condensatore *c* e dal condensatore *g*, e passa completamente attraverso la resistenza *e*.

Ma il potenziale di compensazione non è preso dal punto *i* (che subisce anche le variazioni dovute alle frequenze acustiche), bensì dal punto *k*. Infatti l'alta capacità di *g* (0,5 ÷ 2 μF) rende trascurabili le variazioni di tensione alle sue armature per effetto delle frequenze acustiche. La tensione fra il punto *k* e la massa agisce quindi come tensione di griglia ed esegue la compensazione.

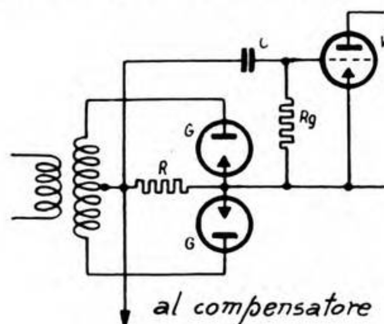


Fig. 3. — Dispositivo di compensazione a doppio raddrizzatore.

La regolazione a mano della intensità di ricezione può ancora avvenire per mezzo di una resistenza variabile in parallelo sul secondario del trasformatore a bassa frequenza *f*. Questa regolazione non è però sufficiente nel caso in cui la regolazione automatica sia esclusa (per mezzo del commutatore *S*), perchè gli stadi ad alta frequenza potrebbero venire saturati. Si adotta allora una regolazione su tensione di griglia in aggiunta a quella automatica.

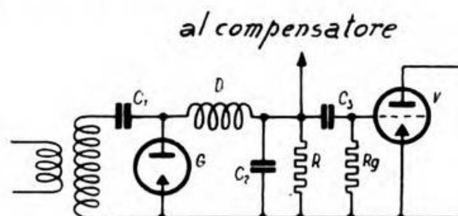


Fig. 4. — Dispositivo di compensazione a un solo diodo.

Esaminiamo ora lo schema di rivelazione rappresentato in fig. 2. L'alta frequenza modulata giunge attraverso il trasformatore e subisce la rivelazione in *G* (che può identificarsi con lo spazio griglia-catodo del tubo *V*). La corrente pulsante, che si ottiene, passa attraverso la resistenza di carico *R*, quindi è amplificata in *V*. Ma il passaggio della corrente continua in *R* fa variare (secondo il carico) il punto di lavoro sulla caratteristica del tubo *V*. Quindi il diagramma della corrente anodica di quest'ultimo tubo, per valori piuttosto alti della tensione applicata, non ha più andamento rettilineo (come appunto si vede nel diagramma di fig. 2). Ne segue, che, per valori piuttosto forti di tensione applicata, sopravvengono distorsioni e questo schema non può quindi essere utilizzato, con forti amplificazioni, allo scopo di compensare le fluttuazioni.

Lo schema della fig. 3 elimina l'inconveniente e può servire a raggiungere lo scopo desiderato. E così pure lo schema della fig. 4, che ha sul precedente il vantaggio di utilizzare un circuito di rivelazione ad un solo diodo.

La differenza sostanziale fra lo schema di fig. 2 e quello di fig. 4 è la più netta separazione dei due stadi: rivelazione e amplificazione. Nell'ultimo schema (fig. 4) l'alta frequenza è bloccata dalla bobina D e chiusa in corto circuito dal condensatore C_2. Attraverso C_3 ed R_g passa la bassa frequenza, che è successivamente amplificata, mentre ai capi di R si ricava la tensione continua destinata alla compensazione.

L. Sp.

ELETTROACUSTICA.

W. Willms — **Sistema riproduttore di suono per una larga gamma di frequenze.** (E. N. T., febbraio 1932, IX, 2, pag. 68-70, con 5 fig.).

Viene minutamente studiato un dispositivo per la riproduzione acustica con la più grande fedeltà possibile. A questo scopo l'A ricorre ad un microfono a condensatore quale strumento ricevitore del suono che si vuol riprodurre, e corregge, in parte, con un circuito la distorsione che il microfono dà per basse frequenze, riportando la curva caratteristica di esso (in funzione della frequenza) praticamente orizzontale tra 40 e 11.000 Hz.

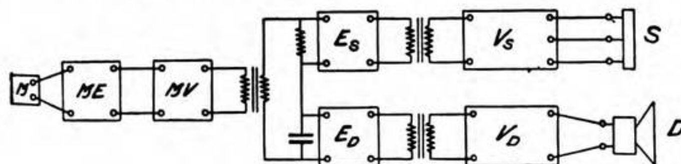


Fig. 1. — Schema del circuito.
M - Microfono; *E* - Correttore di distorsione; *V* - Amplificatore; *S* - Altoparlante elettrostatico; *D* - Altoparlante elettrodinamico.

Per la riproduzione l'A usa contemporaneamente due altoparlanti: uno elettrodinamico a cono, che riproduce bene le frequenze basse, per esempio non superiori a 6000 Hz, ed uno elettrostatico per le frequenze superiori a questo valore; per rendere anzi più precisi i limiti delle frequenze che i singoli altoparlanti debbono riprodurre, sono stati posti, prima dei rispettivi amplificatori, i filtri corrispondenti ai detti limiti di frequenza. La tensione comunicata ai due sistemi viene presa da un ripartitore di tensione il quale la ripartisce tra i due altoparlanti, ossia ai due circuiti amplificatori, in funzione della frequenza.

In tal modo si è ottenuto un andamento del rapporto di trasmissione dell'intero dispositivo in funzione della frequenza, il quale nell'intervallo tra 30 e 15.000 Hz non oscilla più di $\pm$ 5 phon intorno ad un valore medio.

Così la fedeltà di riproduzione raggiunge un grado veramente notevole, tantochè, ascoltando in una stanza vicina a quella dove stanno gli altoparlanti e con porta di comunicazione aperta, difficilmente si riesce a distinguere il suono riprodotto, dall'originale. Escludendo l'altoparlante elettrostatico, cioè sopprimendo tutte le frequenze superiori a 6000 Hz, il colore del suono riprodotto cambia profondamente ed acquista la sfumatura metallica e nasale degli usuali sistemi riproduttori.

L'A indica il possibile uso di questo dispositivo per sempre più fedeli ricezioni radiofoniche, per radiogrammofoni, e via dicendo.

E. P.

W. GEFFCKEN — **Un microfono a compensazione di piccolissime dimensioni.** (E. N. T., gennaio 1933, X, 1, pag. 39-40, con 1 fig.).

E' noto che l'introduzione di un microfono in un campo sonoro altera la distribuzione del campo provocando ingorghi nelle sue vicinanze; inoltre il movimento della membrana genera un campo sonoro secondario.

Per ridurre il primo inconveniente l'A costruisce un microfono a condensatore eccezionalmente piccolo (il diametro dell'intero apparecchio è circa 16 mm). Per eliminare il secondo ricorre ad un metodo di compensazione, cioè dispone, appoggiate ad un elettrodo del microfono a condensatore (del quale l'altro elettrodo è la membrana) e rivolte contro la membrana stessa, le facce di un piccolo elettromagnete. La corrente eccitatrice di quest'ultimo, ottenibile opportunamente in grandezza e fase, deve essere tale da sottoporre la membrana del microfono ad una forza contraria a quella provocata dal suono che la investe, dimodochè essa resti nella posizione di riposo; ciò si verifica quando si annullano le variazioni di capacità del microfono, rivelate mediante un circuito di Riegger, con filtro, amplificatore e raddrizzatore.

Questo sistema permette di eseguire misure con la membrana ferma, onde elimina il secondo degli inconvenienti sopra citati. Esso inoltre dà luogo a un apparecchio insensibile ai disturbi esterni, come scosse ed effetti induttivi e capacitivi, e può servire per misure assolute. L'A indica la convenienza di usare questo dispositivo per ricerche sulla sensibilità dell'udito. *E. P.*

ELETTROFISICA E MAGNETOFISICA.

W. HEIMANN — **Sulla sensibilità, alle varie frequenze, dei tubi di Braun a gas.** (H. F. Techn. u. El. Ak., ottobre 1932, XL, 4, pag. 127-128, con 6 fig.).

La sensibilità media di un tubo di Braun può esprimersi con il rapporto tra la deviazione del pennello dei raggi catodici e la corrispondente tensione applicata alle placche deviatrici.

Nel tubo di Braun ad alto vuoto, nell'ipotesi di deviazioni piccole e di deboli dispersioni del condensatore formato dalle placche deviatrici, la deviazione A risulta proporzionale alla tensione V applicata alle placche stesse. Perciò risultano costanti e coincidenti sia la sensibilità elementare ($d\,A/d\,V$), sia la sensibilità media (A/V).

Ora è noto che impiegando tubi a gas, non solo le sensibilità variano in funzione della tensione applicata, ma anche, a parità di tensione, variano in funzione della frequenza. La causa di ciò risiede nell'effetto della carica spaziale ionica dipendente dalla concentrazione.

L'A ha effettuato una serie di misure per determinare il comportamento dei tubi con gas diversi (argon, xenio, idrogeno, alla pressione di $3{,}3 \cdot 10^{-3}$ mm di Hg) entro un campo assai esteso di frequenze ($0 - 50 - 5 \cdot 10^4 - 1 \cdot 10^6$ Hz). I risultati sono compendiati nei diagrammi della fig. 1, nei quali le sensibilità medie sono riportate in funzione della tensione applicata.

Sui valori della sensibilità influisce tanto la presenza della carica spaziale quanto il proporzionamento del sistema degli elettrodi: alle frequenze più basse ha maggior importanza la presenza della carica

spaziale, mentre il contrario si verifica per le frequenze altissime. In linea di prima approssimazione si osserva come la sensibilità risulti una funzione inversa del peso atomico dell'elemento che produce la

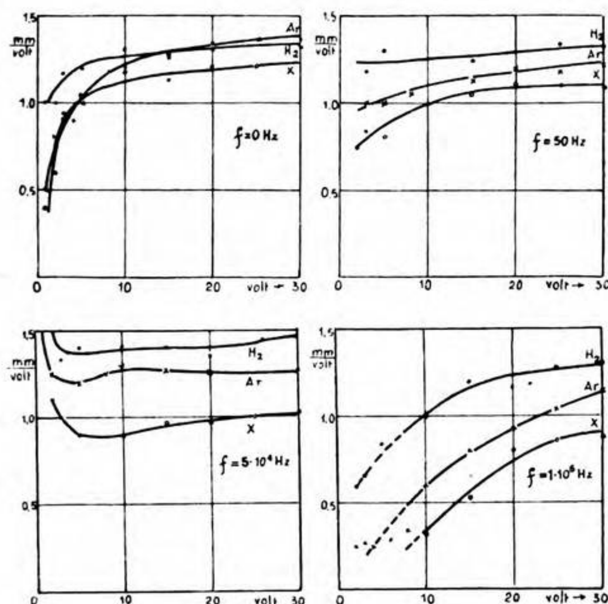


Fig. 1. — Influenza della tensione sulla sensibilità, per diverse frequenze.

carica spaziale. Inoltre la presenza di quest'ultima determina alla frequenza di 5 · 10⁴ Hz forti variazioni nella concentrazione del fascio di elettroni in corrispondenza dei punti di variazione della sensibilità.

M. S.

K. Kreielsheimer — **Nuovo tubo di Braun per alta frequenza.** (Fernsehen u. Tonfilm, aprile 1933, IV, 2, pag. 13-15, con 7 fig.).

E' trattato il comportamento del tubo di Braun sotto tensioni di altissima frequenza, ed è descritto un tipo di tubo, in cui sono eliminati alcuni inconvenienti che derivano dall'uso di quelle frequenze.

All'uopo è richiamata la teoria del tubo di Braun, e sono ricavate le formole fondamentali che rappresentano il suo funzionamento statico, cioè con tensioni costanti applicate alle placche. Qualora la tensione alle placche sia alternata e di bassa frequenza, il comportamento del tubo sostanzialmente non cambia. Altro succede, quando si tratta di frequenze molto alte, cioè quando non è più lecito ritenere costante la tensione durante il passaggio di un elettrone fra le placche.

La fig. 1 illustra un simile caso. Dopo il primo mezzo periodo della tensione, la velocità dell'elettrone è inclinata sull'asse di un angolo α'. Per effetto della tensione del secondo mezzo periodo (che, da solo, produrrebbe un movimento dell'elettrone secondo la traiettoria II) l'elettrone acquista una velocità parallela all'asse. Se l'elettrone proseguisse

il suo cammino con quest'ultima velocità, nessuna deviazione apprezzabile sarebbe indicata sullo schermo, perchè lo spostamento parallelo della direzione dell'elettrone è trascurabile.

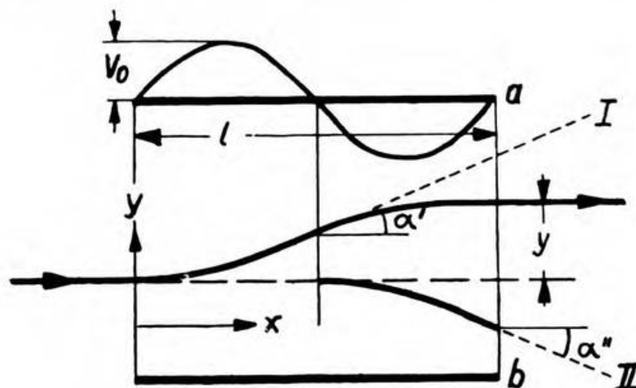


Fig. 1. — Traiettoria di un elettrone nel tratto compreso fra le placche del tubo di Braun.

In base a queste indicazioni si comprende che, per avere una deviazione massima sullo schermo, la lunghezza l delle placche deve essere scelta in modo che l'elettrone, animato da una velocità iniziale (secondo l'asse) v_0, possa percorrere lo spazio fra le placche in un

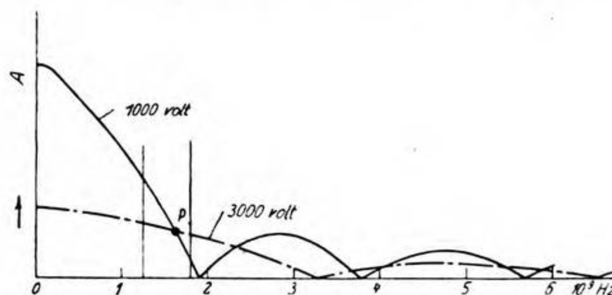


Fig. 2. — Deviazione della macchia luminosa in funzione della frequenza per due diversi potenziali acceleratori.

tempo multiplo dispari del semiperiodo della tensione. Cioè deve essere:

$$l = (2\,n - 1)\; v_0\, \frac{T}{2} = (2\,n - 1)\, \frac{\lambda\, v_0}{2\,c}$$

dove $n = 1, 2, 3$, ecc., λ = lunghezza d'onda, c = velocità della luce. Per $n = 1$ si ha $l = \lambda\, v_0/(2\,c)$, che rappresenta la lunghezza ottima delle placche.

Tale lunghezza diminuisce con la lunghezza d'onda. Ma con questa diminuzione si ha pure una minore deviazione del pennello catodico, cioè una minore sensibilità del tubo. Invece, come risulta dalla formola, si ha un aumento della lunghezza ottima delle placche aumentando la

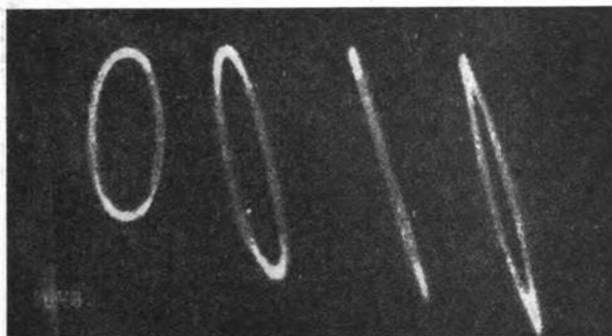


Fig. 3. — Figure ottenute sullo schermo con le stesse tensioni alternative ad alta frequenza applicate alle placche e con diversi potenziali acceleratori.

velocità elettronica, cioè il potenziale acceleratore del tubo. La fig. 2 presenta due curve, le quali indicano, in funzione della frequenza, i valori della deviazione A sullo schermo di un tubo, per i due potenziali acceleratori 1000, 3000 V.

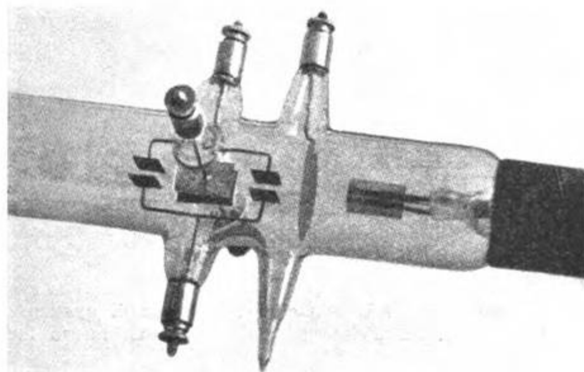


Fig. 4. — Tubo di Braun per alte frequenze.

Se poi si considera anche la seconda coppia di placche del tubo di Braun, si constata che per frequenze altissime non è più trascurabile il tempo impiegato dall'elettrone nel passaggio da una all'altra coppia di placche. Questo tempo vale a/v_0 dove a è la distanza fra le due

coppie di placche. Allora $\omega \cdot (a/v_0)$ rappresenta lo sfasamento della tensione sulla seconda coppia di placche, rispetto alla tensione che si avrebbe se il tempo impiegato dall'elettrone nel suo cammino fosse trascurabile. Tale sfasamento varia anch'esso col potenziale acceleratore del tubo, cioè con la velocità degli elettroni.

Nella fig. 3 sono riportate figure descritte sullo schermo nel caso di due tensioni di egual frequenza e di costante sfasamento applicate alle placche, ma con quattro diversi valori del potenziale acceleratore. Esse rappresentano una conferma sperimentale delle precedenti considerazioni.

Per eliminare l'inconveniente dello sfasamento non è possibile disporre le due coppie di placche in modo che agiscano sullo stesso tratto della traiettoria elettronica, perchè ne deriverebbero influenze capacitive. Si sono invece costruiti tubi con tre coppie di placche, di cui due parallele, simmetriche rispetto alla terza, ed elettricamente collegate (fig. 4).

Si comprende come gli sfasamenti in senso opposto delle due coppie di estremità rispetto a quella mediana si compensino fra loro.

Un simile tubo di Braun si è dimostrato adatto anche per onde della lunghezza di qualche centimetro. *L. Sp.*

FISICA GENERALE.

F. A. Fischer — **Azione direttrice e potenza di radiazione di gruppi di radiatori acustici in vicinanza di una superficie piana riflettente.** (E. N. T., gennaio 1933, X, 1, pag. 19-24, con 14 fig.).

Sono noti i diagrammi direzionali delle potenze irradiate da un gruppo di sorgenti sonore, allineate in uno spazio illimitato e continuo, quando queste vibrino con la stessa fase e con la stessa ampiezza. In fig. 1 si ha ad esempio il diagramma polare per quattro elementi posti tra loro a distanza uguale a 3/4 della lunghezza d'onda. Quando il

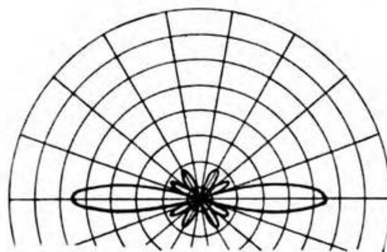


Fig. 1. — Diagramma d'irradiazione di un gruppo di quattro sorgenti poste a 3/4 di lunghezza d'onda di distanza, in un mezzo indefinito.

mezzo è limitato da una superficie piana riflettente che lo separa da un altro avente caratteristiche diverse dal primo, i diagrammi direzionali di irradiazione si modificano profondamente.

L'A espone prima il caso più semplice, cioè quello di un'unica sorgente sonora in vicinanza di una superficie piana riflettente, supponendo che il mezzo al di là di essa sia di resistenza sonora od infinitamente più grande, od infinitamente più piccola di quella del mezzo in cui si trova la sorgente stessa.

Nella prima ipotesi i punti di quest'ultimo si trovano in condizioni come se fossero investiti dal suono proveniente dalla sorgente vera, sommato con quello proveniente da una sorgente fittizia simmetrica della prima rispetto al piano di separazione ed eccitata con la stessa ampiezza e la stessa fase. Il diagramma polare della potenza irradiata è (in un piano passante per la sorgente e normale al piano di divisione) un semicerchio quando la sorgente è in immediata vici-

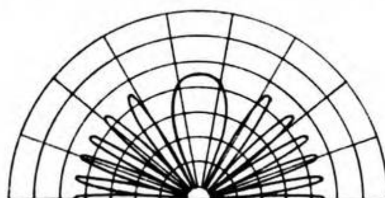


Fig. 2. — Diagramma d'irradiazione di una sorgente posta a tre lunghezze d'onda sulla superficie del suolo.

nanza del piano, e varia moltissimo al variare della distanza della sorgente dal piano. Quando questa è tre volte la lunghezza d'onda, si ha la forma illustrata in fig. 2. Considerando un gruppo di quattro radiatori giacenti su di una normale al piano di divisione, il diagramma che ne risulta è il prodotto dei due precedenti, ed è rappresentato in fig. 3.

Nella seconda ipotesi, invece, la superficie riflettente agisce come se al di là di essa esistesse una sorgente simmetrica alla vera, eccitata però in opposizione di fase. Per distanza zero tra la sorgente ed

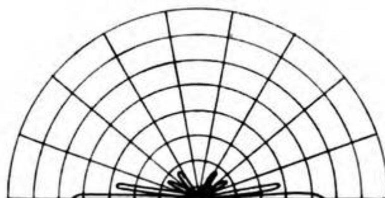


Fig. 3. — Diagramma d'irradiazione di un gruppo di quattro sorgenti a 3/4 di lunghezza d'onda di distanza, ed a tre lunghezze d'onda sulla superficie del suolo.

il piano, il diagramma di radiazione è un cerchio; si schiaccia e presenta poi direzioni di interferenza sempre più numerose quando questa distanza aumenta. Se invece di un'unica sorgente se ne ha un gruppo, il diagramma direzionale è il prodotto di quello relativo al gruppo per quello relativo alla coppia.

La prima ipotesi considerata si verifica in pratica quando la sorgente è in aria e la superficie di separazione è la superficie del terreno; la seconda, quando la sorgente è in acqua e la superficie di separazione è quella del liquido.

L'A cita pure un caso interessante: una sola sorgente S in acqua, in vicinanza dell'aria e del terreno. In fig. 4 i cerchietti segnati con +

indicano le sorgenti fittizie che vibrano in fase con la *S* e quelli con — rappresentano le sorgenti in opposizione; l'insieme di tutte le dette sorgenti costituisce una fila indefinita. In questo caso il campo sonoro

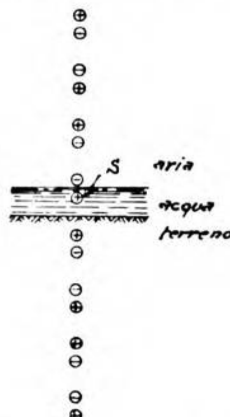


Fig. 4. — Rappresentazione delle sorgenti fittizie derivate da una vera posta in acqua in vicinanza del pelo libero e del fondo.

ad una distanza grande in confronto della profondità dello strato d'acqua è cilindrico, ed entro l'acqua il suono si propaga come in un imbuto nel quale regni uguale intensità nell'intera sezione. *E. P.*

F. LASAGNA — **Le moderne indagini acustiche.** (Ateneo Parmense, luglio-agosto 1933, V, 4, pag. 325-418, con 24 fig.).

L'A, direttore dell'Istituto di Clinica Otojatrica dell'Università di Parma, passa in rassegna i vari metodi (usati a scopo diagnostico, statistico e medico-legale) di acumetria e di audiometria. Il contributo della scuola italiana, illustrato dai lavori del Gradenigo e dello Stefanini, viene posto in piena evidenza, grazie alla descrizione accurata dei dispositivi, indubbiamente geniali, anche se oggi sorpassati, di quegli autori.

Tra gli apparati più recenti si hanno vari tipi di audiometri a cicalino, a disco grammofonico, a diapason, a triodi, che constano in generale di una sorgente sonora di intensità regolabile, con la quale si ricerca l'intensità di soglia uditiva per un dato paziente.

Ripetendo la prova per diverse (in generale sei) frequenze si segna un audiogramma, ossia si misurano i phon di soglia del paziente: per un soggetto normale si avrà come audiogramma una retta a zero phon, mentre si rilevano, nei vari casi patologici di durezza di udito, anomalie in certe zone di frequenza, od anche sordità uniforme su tutta la gamma. In ogni caso l'esame degli audiogrammi è di prezioso ausilio per la ricerca delle cause di un difetto uditivo. *G. Sac.*

[*Nella rassegna pur molto interessante, si deve con rammarico constatare che non viene sempre rispettato quel rigore di linguaggio che sarebbe auspicabile ogni qual volta si trattino argomenti scientifici: così i triodi sono « tubi vuoti congiunti con tre elettrodi », le frequenze sono espresse in v. d. (?) ma si parla di intensità che variano da 30*

a 20.000 v. d. (?), si citano stimoli d'onda di 0,01 dyne e intensità sonore di 120 dynes, e via dicendo.

Sarebbe certo desiderabile che anche nel campo fisiologico, quando si descrivono apparecchi elettrici e si parla di unità fisiche, si seguisse quella uniformità di notazioni e di simboli e si rispettasse quella precisione di concetti e di definizioni, che sono assolutamente indispensabili alla chiarezza del linguaggio scientifico - n. d. r.].

FONOGRAFIA E CINEMATOGRAFIA SONORA.

W. Hagemann — **Studio del diagramma sonoro nei dischi grammofonici.** (F. T. M. H., febbraio 1933, 2, pag. 49-53, con 8 fig.).

Le grandezze che definiscono una nota musicale pura sono: l'altezza della nota (cioè la sua frequenza) e l'intensità. Scopo dell'articolo è di esaminare le relazioni esistenti fra tali grandezze ed altre che riguardano il disco grammofonico, quali il diametro del disco, la sua velocità di rotazione e la durata dell'esecuzione da registrare.

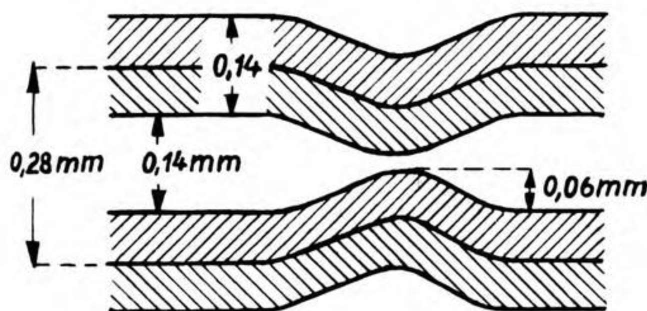


Fig. 1. — Ampiezza dell'incisione sul disco grammofonico.

L'altezza della nota e la sua intensità si traducono rispettivamente in lunghezza d'onda ed in ampiezza del diagramma di incisione.

Il diametro di un comune disco è 30 cm (con l'avvertenza che esistono dischi economici anche più piccoli, e così pure dischi di



Fig. 2. — Guasti prodotti da fuoruscita dell'ago dal solco.

diametro superiore, adibiti a scopi speciali, come la cinematografia sonora). Un disco di diametro superiore (40 cm) diventa meno maneggevole, mentre un disco più piccolo deve contenere un programma già troppo breve. Il diametro interno della parte utilizzata del disco è fissato praticamente in 10 cm, chè un diametro minore porterebbe eccessiva differenza tra le velocità dell'ago al principio e alla fine della

intera corsa. La parte incisa del disco è quindi una zona larga circa 10 cm.

La velocità di rotazione ancora oggi comunemente usata è quella di 80 giri al minuto (sempre con l'avvertenza che, per scopi speciali, si adottano anche velocità inferiori: per esempio 33 e 1/3 giri al mi-

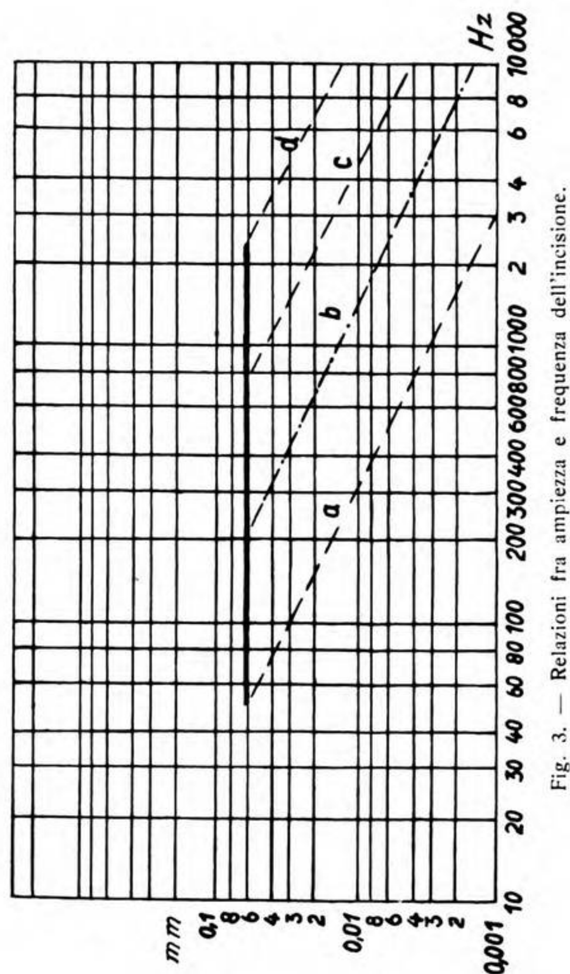


Fig. 3. — Relazioni fra ampiezza e frequenza dell'incisione.

nuto). Se si stabilisce una durata del programma di 4,5 minuti, il disco compie 4,5 · 80 = 360 giri; e l'ago descrive una spirale col passo di 100/360 = 0,28 mm. Poichè la larghezza della incisione si aggira sui 0,14 mm (con piccole differenze fra le diverse fabbricazioni), ammettendo un intervallo minimo di 0,02 mm tra due tracciati contigui, rimangono 0,12 mm per lo spostamento consentito alla punta

dell'ago. L'ampiezza del diagramma dell'incisione è quindi al massimo mm 0,06 (fig. 1).

Esaminiamo ora i rapporti tra l'ampiezza e la lunghezza d'onda del diagramma di incisione. Grandi ampiezze significano forti intensità della riproduzione sonora, ma significano altresì (a parità di altre condizioni) diagrammi sonori assai ripidi, i quali offrono maggiore resistenza al cammino dell'ago. In simili casi è più facile che l'ago esca dal suo tracciato, intaccando quelli vicini e guastando parte del disco (fig. 2).

In pratica si stabilisce che il rapporto tra la lunghezza d'onda del diagramma e l'ampiezza non sia assolutamente inferiore a 10. Affinchè tutte le frequenze che compongono un suono abbiano la stessa

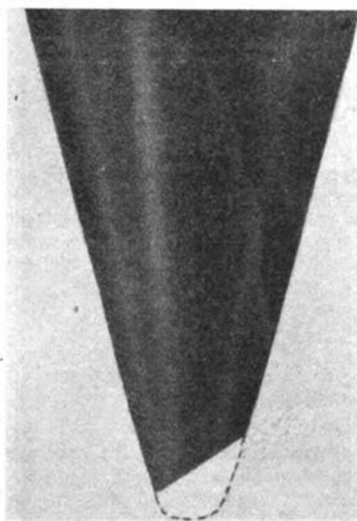


Fig. 4. — Profilo ingrandito della punta dell'ago dopo una intera corsa.

cosiddetta « intensità fisica » (la quale segue una legge diversa dalla intensità soggettiva) occorre che sia costante il prodotto frequenza-ampiezza. Sapendo che la massima ampiezza deve essere 0,06 mm, i suoni che si vogliono riprodurre con tale ampiezza dovrebbero quindi avere una lunghezza d'onda di 0,6 mm. Tale valore corrisponde a frequenze di 2100 hertz e 700 hertz rispettivamente al principio e alla fine del disco. Si avrebbe in questo caso l'inconveniente che tutte le note di frequenza inferiore a questi limiti, e di intensità non inferiore, dovrebbero essere riprodotte con ampiezza minore di quella che ad esse compete.

La fig. 3 presenta i diagrammi (in scala logaritmica) dell'ampiezza dell'incisione in funzione della frequenza, alla condizione sopra accennata di costanza del loro prodotto. Nel diagramma *a*, solo alla frequenza più bassa (50 Hz) è consentita l'ampiezza massima di 0,06. Ma

in questo caso si ha l'inconveniente che la massima ampiezza, in frequenze più alte, è già così bassa da essere praticamente inaccettabile. Si adotta piuttosto un metodo di incisione dei dischi, rappresentato dalla retta *b* raccordata a sinistra con la retta orizzontale. Tutte le note inferiori a 200 hertz vengono incise all'ampiezza limite di 0,06. I diagrammi *c*, *d* indicano le massime ampiezze ammissibili alla fine e al principio del disco.

Nei dischi comuni non è possibile diminuire il passo della spirale per aumentare la durata del programma, perchè la diminuita larghezza dell'incisione darebbe intensità troppo deboli nella riproduzione. Ciò è invece possibile nei dischi seguiti da amplificazione elettrica. In tali casi si può ridurre l'inconveniente dell'aumentato rumore di fondo bloccando nella riproduzione le frequenze componenti di questo rumore, ed amplificando nella incisione le corrispondenti frequenze del programma.

Un disco, che porti un diagramma più lungo dell'ordinario, presenta anche l'inconveniente di un maggiore consumo dell'ago durante la corsa. E' prescritta la condizione che la punta dell'ago abbia una finezza maggiore di quella dell'incisione sul disco, anche nei punti in cui questa presenta il minimo spostamento dalla sua traccia a spirale. E detta condizione non è sempre raggiunta, al termine di un disco. La fig. 4 rappresenta un ago, dopo una intera corsa, con un ingrandimento di circa 100 volte.

Il problema di adottare aghi di lunga durata non è stato finora risolto, anche perchè un ago di metallo più duro dell'acciaio, comunemente usato, avrebbe l'inconveniente di non adattarsi bene (per mancanza di consumo) al profilo del tracciato. *L. Sp.*

GENERATORI - OSCILLATORI.

V. Petrzilka e W. Fehr — **Sul regime stazionario degli oscillatori a quarzo piezoelettrico, ad uno o a due circuiti sintonici.** (E. N. T., agosto 1932, IX, 8, pag. 283-292, con 18 fig.).

Gli AA svolgono una teoria matematica generalizzata sugli oscillatori a quarzo piezoelettrico pilota disposto tra griglia e catodo, oppure tra griglia ed anodo del tubo elettronico (fig. 1), tenendo conto che il

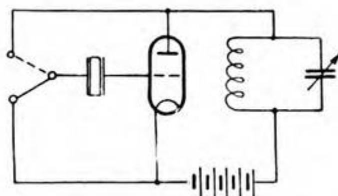


Fig. 1. — Oscillatore stabilizzato a quarzo.

circuito di uscita può essere semplice o doppio. Stabilito lo schema equivalente (fig. 3) a quello dell'oscillatore pilota corrispondente (fig. 2), l'esistenza di un regime stazionario di oscillazioni viene riferita alla condizione fondamentale di innescamento:

$$R_a + R_i = 0.$$

In questa equazione R_a è l'impedenza totale esterna applicata tra

catodo ed anodo, mentre R_i è il valore dell'impedenza negativa R_n:

$$R_n = -R_i = \frac{1}{S\,(K - D)}$$

che il tubo elettronico introduce nel circuito; S e D sono la pendenza e l'intraeffetto del tubo, K il fattore di reazione ($K = -E_g/E_a$). L'equa-

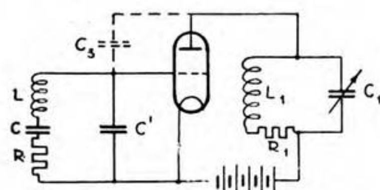


Fig. 2. — Oscillatore col circuito equivalente del quarzo.

zione fondamentale in realtà comprende due relazioni: annullando la componente reale si ha l'equazione delle ampiezze, annullando invece la componente immaginaria si ricava l'equazione della frequenza.

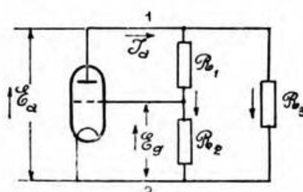


Fig. 3. — Schema del circuito.

1°) *Circuito di uscita semplice; quarzo applicato fra griglia e filamento.*

L'esistenza delle oscillazioni viene ricondotta dagli AA al verificarsi della condizione:

$$h_1(x) = \frac{a + b\,x}{c + d\,x + x^2} + e \leqslant 0$$

dove (fig. 2):

$$x = \omega\,C_1 - \frac{\omega\,L_1}{R_1^2 + \omega^2\,L_1^2}$$

$$a = \omega^2\,C_3^2\left[\frac{R_1}{R_1^2 + \omega^2\,L_1^2} + S\,(1 + D)\right] \quad , \quad b = \omega\,C_3\,S$$

$$c = \left[\frac{R_1}{R_1^2 + \omega^2\,L_1^2} + S\,D\right]^2 + \omega^2\,C_3^2 \quad , \quad d = 2\,\omega\,C_3$$

$$e = \frac{R}{R^2 + \left(\omega L - \dfrac{1}{\omega C}\right)^2} \quad ;$$

ω è la pulsazione, supposta costante (indipendente da quella propria del circuito anodico) e pari a quella ω_0 propria del quarzo piezoelettrico. Nella fig. 4 è rappresentata la $h_1(x)$ in funzione di x per i casi $(b\,c - a\,d) \gtreqless 0$ (curve 1, 2, 3): è tratteggiata la regione corrispondente a regimi stazionari di oscillazione. Dalla discussione dell'equazione $h_1(x) = 0$ si rileva che le oscillazioni possono innescarsi sola-

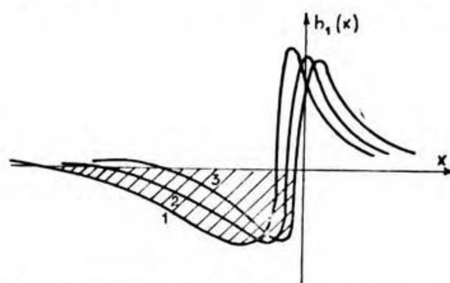


Fig. 4. — Regimi stabili ed instabili di oscillazione, per il quarzo applicato tra griglia e filamento.

mente se la capacità C_3 di reazione è sufficientemente grande, se l'intraeffetto D del tubo è sufficientemente piccolo (ciò spiega come i tubi bigriglia si prestino bene) e se l'induttanza L_1 del circuito anodico è sufficientemente rilevante. La pulsazione ω delle oscillazioni generate è sempre inferiore a quella ω_1 del circuito oscillante anodico.

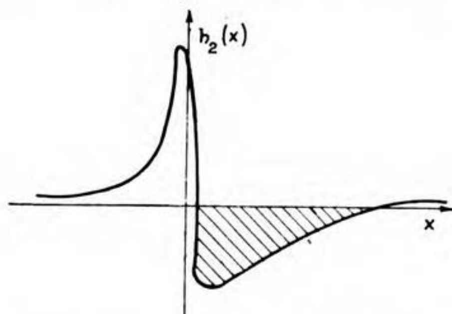


Fig. 5. — Regimi stabili ed instabili di oscillazione, per il quarzo applicato tra griglia ed anodo.

2°) *Circuito di uscita semplice; quarzo applicato fra griglia ed anodo.*

Il circuito deriva da quello precedente (fig. 2) scambiando gli elementi equivalenti al quarzo (L, C, R, C') con la capacità C_3. L'equa-

zione delle ampiezze diviene:

$$h_2(x) = \frac{a - b\,x}{c + d\,x + x^2} + e \leqslant 0$$

dove:

$$a = \omega^2 C_3^2 \left[\frac{R_1}{R_1^2 + \omega^2 L_1^2} + S\,D \right],$$

$$c = \left[\frac{R_1}{R_1^2 + \omega^2 L_1^2} + S\,(1 + D) \right]^2 + \omega^2 C_3^2 ,$$

mentre b, d, e, x hanno gli stessi valori del caso precedente. Si osserva che la condizione di innesco si verifica se:

$$S > 2\,e = 2\,\frac{1}{F\,d}\,\frac{K_1}{K_1^2 + K_2\,d^2} ,$$

essendo F la superficie del cristallo perpendicolare all'asse elettrico e d lo spessore secondo l'asse. Perciò lo spessore del cristallo non può scendere sotto un certo limite: il circuito oscilla difficilmente sulle onde più corte. Inoltre la pulsazione ω delle oscillazioni generate è sempre superiore a quella ω_1 del circuito oscillante anodico.

3°) *Circuito di uscita doppio.*

Introdotta, a titolo di semplificazione, l'ipotesi valida con grande approssimazione, che la pulsazione ω generata sia indipendente dalla

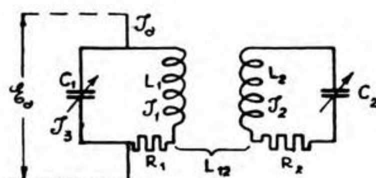


Fig. 6. — Schema del circuito di uscita doppio.

pulsazione ω_2 del circuito secondario (fig. 6), gli AA riconducono lo studio di questo caso a quelli precedenti sostituendo ai due circuiti oscillanti uno solo le cui costanti valgono:

$$R_{1z} = R_1 + \frac{\omega^2 L_{12}^2 R_2}{R_2^2 + \omega^2 L_2^2 (1 + \omega_2^2/\omega^2)^2} ,$$

$$\omega L_{1z} = \omega L_1 - \frac{\omega^2 L_{12}^2 (1 - \omega_2^2/\omega^2)\,\omega L_2}{R_2^2 + \omega^2 L_2^2 (1 + \omega_2^2/\omega^2)^2} .$$

Al posto di x compare ora la variabile $x_z = \omega C_1 - Y$, dove:

$$Y = \frac{\omega L_{1z}}{R_{1z}^2 + \omega^2 L_{1z}^2} = \frac{1}{\omega L_1}\,\frac{d_z^2 + \xi^2 + k^2 \xi}{N} ,$$

essendo :

$$d_1 = \frac{R_1}{\omega L_1}\ ,\quad d_2 = \frac{R_2}{\omega L_2}\ ,\quad k^2 = \frac{L_{12}^2}{L_1 L_2}\ ,\quad \xi = 1 - \frac{\omega_2^2}{\omega^2}\ ,$$

$$N = (k^2 + d_1 d_2)^2 + d_2^2 + \xi^2 (1 + d_1^2) - 2 k^2 \xi\ .$$

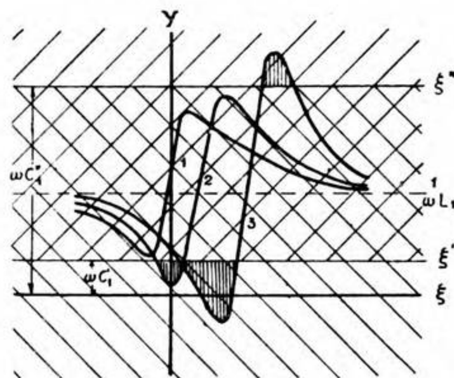


Fig. 7. — Regimi stabili ed instabili di oscillazione nel caso del circuito di uscita doppio.

Se il cristallo è disposto fra la griglia ed il catodo, le oscillazioni sussistono per quei valori ξ' per i quali $x_2' = \omega C_1' - Y < 0$ (zone

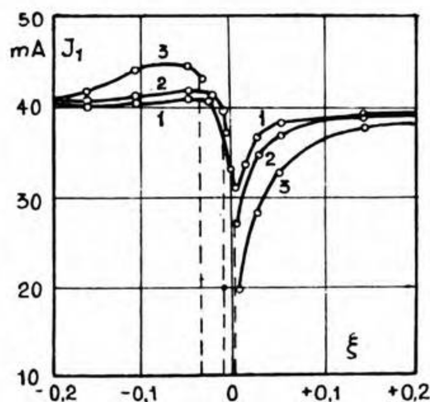


Fig. 8. — Corrente nel circuito anodico in funzione della sintonia, per il quarzo tra griglia e filamento.

tratteggiate inferiori nella fig. 7), mentre se il cristallo è disposto fra la griglia e l'anodo, le zone di oscillazione si avranno per ξ'' tali che $x_2'' = \omega C_1'' - Y > 0$ (zone tratteggiate superiori). La fig. 7, che ci

dà Y in funzione di ξ, è tracciata per tre valori caratteristici di:

$$A_0 = -\frac{k^2}{\omega L_1} \frac{(k^2 + d_2 d_1)^2 - d_2^2}{[(k^2 + d_1 d_2)^2 + d_2]^2} \gtreqless 0,$$

corrispondenti alle tre curve 1, 2, 3; definisce dunque il comportamento del regime oscillatorio in funzione della sintonia (ξ) del circuito secondario: si osserva che sulla possibilità dell'innescamento influisce prevalentemente il valore della capacità C del circuito anodico.

Analogamente il regime delle oscillazioni può essere studiato stabilendo, per ogni valore ξ della sintonia del circuito secondario, il valore dell'accoppiamento k oppure il valore di C_1, che determina

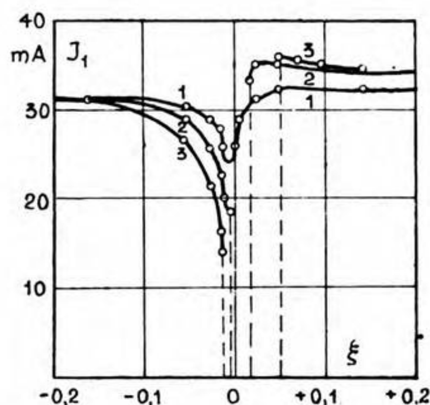


Fig. 9. — Corrente nel circuito anodico in funzione della sintonia, per il quarzo tra griglia ed anodo.

l'innesco delle oscillazioni. Le fig. 8 e 9 riportano i valori della corrente I_1 circolante nel circuito anodico, in funzione della sintonia ξ del circuito secondario, per diversi valori dell'accoppiamento k: nella fig. 8 è considerato il caso del quarzo posto fra griglia e filamento, nella 9 il caso del cristallo applicato fra griglia ed anodo.

Il quadrato del rapporto tra le correnti circolanti nel circuito secondario e primario vale:

$$y^2 = \left(\frac{I_2}{I_1}\right)^2 = \frac{L_1}{L_2} \frac{k^2}{d_2^2 + \xi^2}$$

e varia, in funzione di ξ, secondo una normale curva di risonanza: tale proprietà permette di ricavare un metodo comodissimo per la misura del decremento.

Gli AA esaminano infine le condizioni cui i circuiti dovrebbero soddisfare per ottenere la trasmissione ottima dell'energia dal circuito anodico al circuito secondario: per $d_2 \cong d_1$, dovrebbe praticamente essere soddisfatta la condizione $k \cong 1$, ciò che non è possibile, perchè con accoppiamenti così stretti le oscillazioni diverrebbero instabili.

M. S.

E. C. Megaw — **Un oscillatore a magnetron per onde cortissime.** (W. E. a. E. W., aprile 1933, X, 116, pag. 197-202, con 8 fig.).

E' descritto un oscillatore a magnetron attuato secondo lo schema di fig. 1. Il campo magnetico necessario al funzionamento è ottenuto mediante solenoidi a nucleo di ferro esterni al tubo impiegato, anzichè con un solenoide avvolto intorno al tubo, come nei primi oscillatori a magnetron per onde corte. Ciò consente di avere il campo ne-

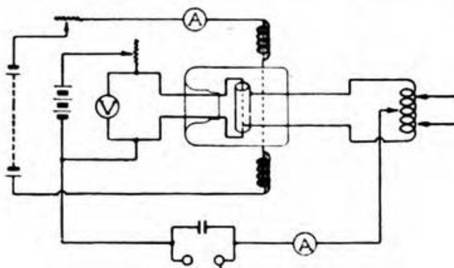


Fig. 1. — Oscillatore a magnetron.

cessario con minore spesa di energia. Il tubo impiegato è un diodo il cui anodo cilindrico (diviso in due sezioni alle quali fanno capo gli estremi del circuito oscillatorio) ha l'asse disposto nel senso del campo magnetico generato dai solenoidi.

E' accennato il principio di funzionamento dell'oscillatore e ne sono indicate le caratteristiche. La gamma d'onda varia da 1 a 10 metri circa, ma è possibile ottenere anche lunghezze d'onda maggiori o minori. Il rendimento per onde inferiori ai tre metri diminuisce rapidamente, mentre che per onde intorno a tre metri è del 50 % circa. In tali condizioni la potenza utile che l'oscillatore descritto può erogare è di circa 40÷50 W. *g. a.*

LINEE E CONDUTTURE.

W. Kautter — **Cavi per alte frequenze.** (F. T. M. H., marzo 1933, 3, pag. 85-89, con 7 fig.).

L'uso delle onde corte nelle radiocomunicazioni, ed il conseguente impiego di antenne speciali, che, per più motivi, debbono essere tenute relativamente distanti dagli apparecchi generatori, ha reso necessario il trasporto, a distanze di alcune lunghezze d'onda, di quantità anche importanti di energia di corrente alternata ad altissima frequenza. Per tale scopo si diffonde oggi l'uso di speciali cavi conduttori flessibili. Sono costituiti da un'anima cilindrica (di solito un conduttore multiplo) mantenuta, da rondelle isolanti, al centro di un involucro di rame, pure cilindrico, ricoperto da un rivestimento isolante e protettivo. Tale involucro conduttore è composto di pezzi articolati (fig. 1).

Uno spezzone di alcuni metri di tale cavo, chiuso in corto circuito ad una estremità, si comporta rispetto all'entrata come un conduttore di resistenza relativamente piccola e di reattanza induttiva relativamente grande. Uno spezzone come sopra, nel quale non si stabilisca alla uscita nessuna connessione fra anima ed involucro, si comporta invece come un complesso reattanza capacitiva e resistenza (perdite nel dielettrico). A mano a mano che la lunghezza del cavo considerato aumenta,

il comportamento in corto circuito differisce sempre meno da quello a circuito aperto; ogni differenza scompare se si considera un cavo di lunghezza infinita. Esso si comporta allora come una resistenza ohmica, il cui valore dipende esclusivamente dalla natura dei materiali con i quali è costruito e dalle dimensioni geometriche. Questa resistenza si chiama *resistenza* (o *impedenza*) *caratteristica*. Nei cavi normalmente usati essa è dell'ordine del centinaio di ohm. Se si chiude un cavo

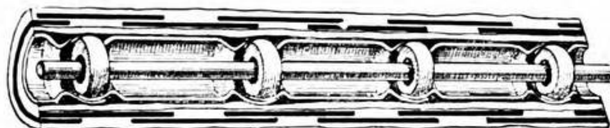


Fig. 1. — Sezione longitudinale del cavo.

sulla sua resistenza caratteristica, esso si comporta come se fosse indefinito; se lo si chiude invece su altre resistenze, esso si comporta, in generale, come un'impedenza complessa, il cui valore, nei riguardi della ampiezza e della fase, può esser compreso entro un campo assai vasto. La possibilità di effettuare il trasporto di energia, anche a frequenze elevatissime è dovuta appunto al fatto che, in determinate condizioni, il cavo si comporta come una resistenza ohmica.

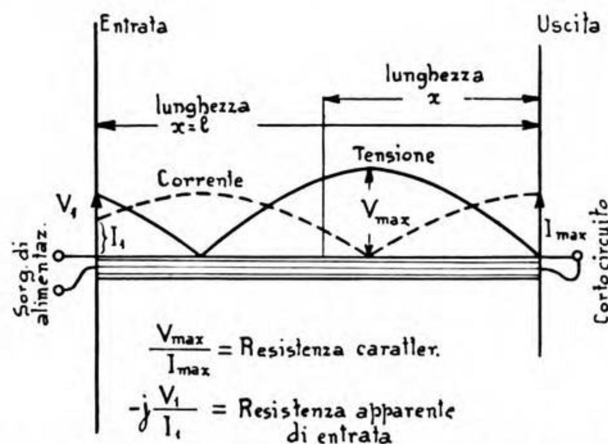


Fig. 2. — Distribuzione delle tensioni e correnti in un tronco di cavo chiuso in corto circuito.

I valori della tensione (della corrente) oscillatoria all'entrata di un cavo indefinito (o chiuso sulla sua resistenza caratteristica) si propagano, lungo il cavo stesso, con velocità v indipendente dalla frequenza f (pulsazione ω, lunghezza d'onda λ) di esse oscillazioni; la fase delle singole ampiezze nei diversi punti ritarda dunque su quella di entrata, a misura che ci se ne allontana. La costante α, che misura la variazione della fase per unità di lunghezza, si chiama *costante di fase*: $\alpha = \omega/v$.

Le cause di perdita, nel conduttore e nel dielettrico, provocano

consumo di parte dell'energia in gioco. Per ogni elemento di lunghezza, la percentuale di energia dissipata è la stessa; in valore assoluto essa diviene cioè sempre più piccola a mano a mano che ci si allontana dall'entrata; la tensione (la corrente) decresce cioè con legge esponenziale. La costante β, che misura questa diminuzione percentuale per unità di lunghezza e per una determinata frequenza, si chiama *costante di attenuazione*. Per la tensione (per la corrente) $\beta = R/(2Z) + GZ/2$ (R e G resistenza del conduttore e conduttanza del dielettrico per unità di lunghezza, variabili in funzione di f; Z resistenza caratteristica). La tensione (la corrente) varia lungo il cavo con $e^{-\beta x}$ (x distanza dall'origine).

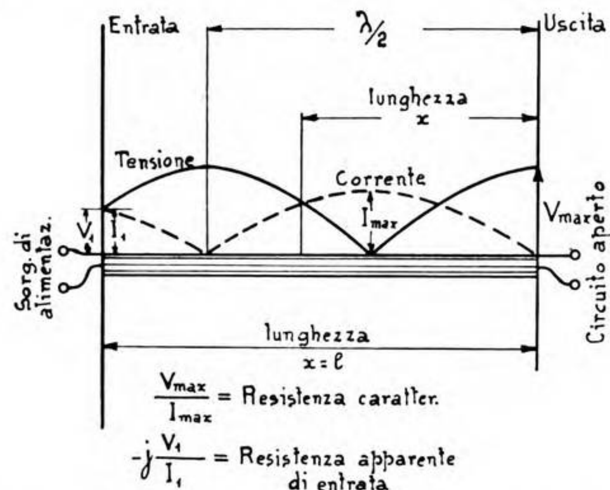


Fig. 3. — Distribuzione delle tensioni e correnti in un tronco di cavo a circuito aperto.

Le costanti α, β e Z, ora definite per il cavo chiuso sulla sua resistenza caratteristica (o infinitamente lungo), conservano il loro significato anche in tutti gli altri casi. Consideriamo, per esempio, un cavo di lunghezza finita, chiuso in corto circuito all'uscita; ivi la differenza di potenziale è nulla (nodo); possiamo allora immaginare che, in ogni istante, alla tensione che arriva, se ne sovrapponga una uguale e contraria. Questa seconda tensione, a sua volta, si propaga verso l'entrata, sempre sfasandosi in ritardo ed attenuandosi. Ad ogni distanza l_0 dall'estremo in corto circuito, la tensione che va e quella che viene sono in opposizione di fase e siccome sono di segno contrario, si ha un massimo (ventre): $l_0 = (\lambda/4) \cdot (v/v_0)$, essendo v_0 la velocità di propagazione della luce nello spazio vuoto. La tensione massima può essere anche assai più grande di quella di entrata (fig. 2).

La corrente che percorre un elemento dx del cavo è tanto più intensa quanto maggiore è la variazione di potenziale lungo esso elemento dx. La corrente è cioè massima dove è minima la tensione, e viceversa. Alle alte frequenze, la impedenza di uno spezzone di cavo in corto circuito è prevalentemente reattiva induttiva; la corrente è dunque sfasata rispetto alla tensione, nel tempo e nello spazio, di circa 90° in

ritardo. I valori massimi della tensione e della corrente stanno fra loro nel rapporto della resistenza caratteristica.

L'andamento del fenomeno nel caso del cavo isolato all'uscita è rappresentato nella fig. 3.

Se il cavo è chiuso su una resistenza diversa da quella caratteristica, non si hanno nodi di tensione e di corrente, ma soltanto massimi e minimi, che differiscono sempre meno quanto più la resistenza si avvicina a quella caratteristica, e che si scambiano di posto quando questa viene sorpassata.

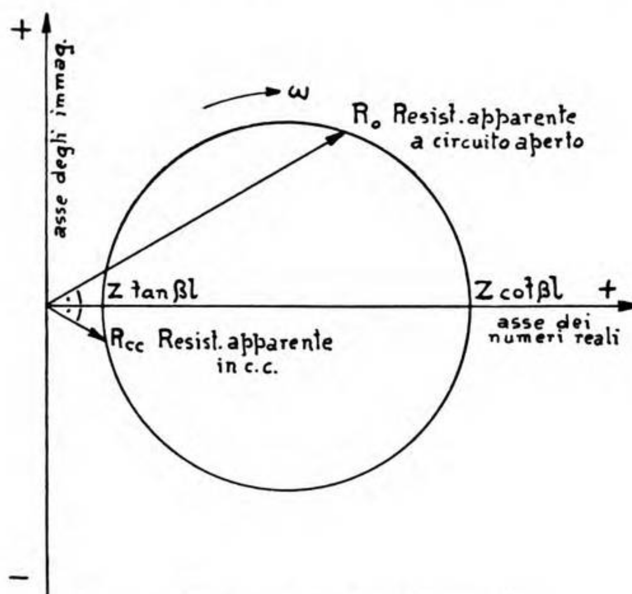


Fig. 4. — Diagramma circolare delle impedenze.

Con il cavo isolato, oppure in corto circuito, si hanno infinite frequenze di risonanza, per le quali la impedenza di entrata è minima o massima. Per la frequenza $f_0 = v/(4\, l_0)$, e per tutti i multipli dispari di essa, la impedenza tende all'infinito per il cavo in corto circuito ed a zero per il cavo isolato; il reciproco accade per i multipli pari di f.

A causa dell'attenuazione, la impedenza non diviene nè infinita nè nulla. Il suo valore, in funzione di ω, può essere rilevato dalla fig. 4, nella quale l'asse delle ascisse è sempre bisettore dell'angolo formato dai vettori rappresentativi delle impedenze del cavo in corto circuito ed isolato; più piccolo è β, più grande è il diametro del cerchio. Se l è la lunghezza del cavo, $z_{max} = Z \cot \beta l$, e $z_{min} = Z \tan \beta l$.

Le costanti del cavo possono essere misurate: dalle formule precedenti si può avere, con misure di resistenza alla risonanza, β e Z. La misura di f_0, e del corrispondente l_0, permette di ricavare $v/v_0 = 4\, l_0/\lambda$ e la costante dielettrica dell'isolante $\varepsilon = \sqrt{v_0/v}$. Poichè alla più bassa frequenza di risonanza è $v = 4\, l_0 f_0$, si ha $\alpha = \omega/v = (\pi/2) \cdot (f/f_0) \cdot (1/l_0)$.

Un cavo non può esser caricato più di quanto lo permetta il valor

massimo della tensione, che può essere applicata fra anima ed involucro nei punti maggiormente cimentati. A parità di altre condizioni, per potenze relativamente grandi (trasmissione), conviene dunque che la distribuzione delle tensioni sia uniforme, cioè che il cavo sia chiuso sulla sua resistenza caratteristica. Alla ricezione si può invece preferire di utilizzare le proprietà inerenti alla risonanza.

La teoria mostra, che la resistenza caratteristica è proporzionale al logaritmo del rapporto fra il diametro interno dell'involucro e quello esterno dell'anima. Tenendo conto delle necessità tecnico-economiche, è facile vedere, che la resistenza caratteristica dei cavi normali può variare, all'incirca, fra 50 e 170 ohm. Per le maggiori potenze sono preferite le resistenze più basse. Il cavo viene connesso all'antenna mediante un organo trasformatore, che lo fa funzionare come se fosse chiuso sulla sua resistenza caratteristica.

I cavi hanno già dato buona prova, anche per frequenze molto elevate; per loro mezzo è stata possibile la installazione in uno stesso centro di numerose antenne direttive, nonchè l'alimentazione più conveniente delle antenne multiple. Poichè la tecnica, che ad essi si riferisce, è ancora molto giovane, è lecito attendere altri importanti progressi.

U. R.

MATERIALI.

A. Schneider — **Bobine per alte frequenze con nucleo di materiale di ferro.** (W. E. a. E. W., aprile 1933, X, 115, pag. 183-185, con 2 fig.).

Sono esposti i criteri che hanno condotto all'adozione di un nuovo materiale, detto *ferrocart* ed ideato da Hans Vogt, adatto per costituire nuclei di materiale magnetico per le bobine per radiofrequenza. E' indicato il processo di costruzione per la composizione di tale ma-

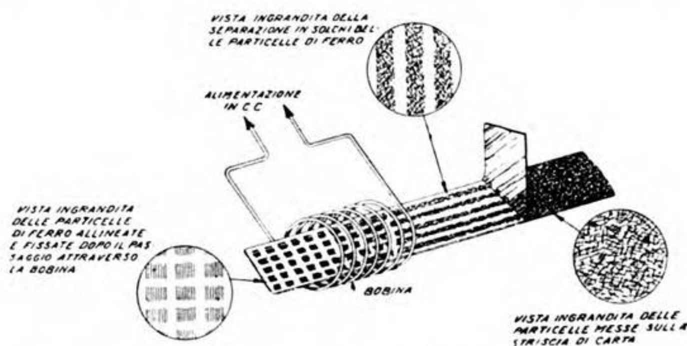


Fig. 1. — Schema del processo di fabbricazione del ferrocart.

teriale. La soluzione più adatta, in via teorica, sarebbe stata quella di costituire il nucleo delle bobine con filo di ferro sottilissimo, isolato ed avvolto nella direzione del flusso magnetico, ma tale soluzione richiederebbe l'uso di fili così sottili (dell'ordine di 5 μ) da non renderla attuabile, per lo meno dal punto di vista commerciale. La struttura ideata da Vogt è chiaramente indicata nelle fig. 1 e 2 che rappresentano schematicamente i vari processi per la formazione del

materiale: il risultato che si ottiene equivale a quello relativo alla soluzione ideale teorica.

Al ferro sottilissimo avvolto è sostituito un insieme di particelle minutissime di ferro dolce isolate, le quali vengono messe su una striscia sottile di carta isolante e separate con solchi fatti da apposito pettine. Successivamente, mediante una bobina percorsa da corrente continua, le particelle, le quali hanno forma paragonabile ad ellissoidi, vengono allineate tutte in un'unica direzione e cioè con il loro asse maggiore secondo la direzione della striscia di carta; mentre sono in questa posizione, il materiale abbastanza fluido che contiene le particelle si solidifica e le particelle stesse rimangono fissate in modo permanente. I nuclei vengono formati con la sovrapposizione di più striscie così fatte (fig. 2).

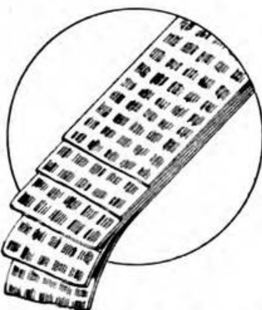


Fig. 2. — Struttura del ferrocart.

L'allineamento magnetico ha il vantaggio di far sì che le estremità appuntite delle varie particelle, difficili ad isolare, si trovino a contatto fra loro nella direzione in cui non solo tale contatto non è dannoso agli effetti delle correnti parassite, ma è anzi utile per aumentare la continuità magnetica del materiale. La permeabilità magnetica del materiale composto è in relazione alla percentuale di ferro che esso contiene e quindi alle dimensioni dello strato isolante che ricopre le particelle di ferro.

Grazie alla doppia suddivisione del ferro, in varî strati ed in varie striscie per ciascun strato, le perdite sono contenute entro limiti tollerabili anche per frequenze superiori a 500 kHz. Non è quindi necessario rimuovere il nucleo a queste frequenze, come è stato proposto da alcuni autori che impiegano materiali di costruzione analoga, ma senza suddivisione nei singoli strati. Le perdite addizionali che si hanno oltre a quelle per correnti parassite nelle singole particelle e per isteresi, e che alle altissime frequenze non possono essere attribuite a movimenti meccanici delle particelle, sono, secondo Vogt, dovute a correnti parassite che nascono per capacità fra gli elementi interni del materiale. In base a quest'ipotesi si comprende tutta l'importanza della doppia suddivisione e degli spessori degli strati isolanti in ciascun senso, e rimane spiegata la ragione delle basse perdite ottenibili con il ferrocart.

Le permeabilità raggiungibili con questo materiale non possono essere elevate data la costituzione di esso; in genere non è possibile che oltrepassino il valore di 18 senza che ricompaiano alle alte frequenze perdite considerevoli. *g. a.*

MISURE.

P. Kotowski — **Alcune misure col disco di Rayleigh.** (E. N. T., ottobre 1932, IX, 10, pag. 404-406, con 3 fig.).

Si mostra come sia conveniente adoperare dischi di Rayleigh costituiti di magnesio, carta o mica, affinchè la frequenza delle oscillazioni libere del disco abbia un valore molto grande il quale deve essere superiore alla massima frequenza che il sistema è capace di misurare.

L'A dimostra che la sostituzione della forma quadrata a quella circolare della lastra produce, a parità di superficie, un aumento della sensibilità; si ha inoltre così il vantaggio che, per la resistenza del mezzo, il movimento risulta più smorzato.

Se il campo sonoro non è uniforme, la teoria di König è valevole soltanto per i punti di un eventuale asse di simmetria ed i diagrammi in funzione della frequenza, eseguiti col disco di Rayleigh in punti simmetrici del campo, danno differenze non solo nelle ampiezze delle deviazioni, ma anche nelle frequenze di risonanza. L'A spiega queste divergenze di comportamento coll'esistenza di momenti addizionali agenti sul disco, i quali sono diversi a seconda che si è da una parte o dall'altra dell'asse di simmetria e, nulli sull'asse, crescono di valore allontanandosi da esso. *E. P.*

O. Schmidt — **Il sistema a conduttori paralleli quale mezzo di misura nella tecnica delle onde corte.** (H. F. Techn. u. El. Ak., gennaio 1933, XLI, 1, pag. 2-16, con 21 fig. e 3 tab.).

L'A svolge uno studio sui fili di Lecher dimostrando teoricamente e praticamente, come possano essere impiegati a scopo di misura, allo stesso modo come i circuiti oscillanti quasi stazionari a costanti elettriche concentrate. In particolare il sistema omogeneo di due conduttori paralleli permette la misura, con correnti di alta frequenza, di impedenze, anche variamente distribuite nello spazio, di impedenze caratteristiche, di correnti e tensioni, in ampiezza e fase, di potenze e di perdite di energia.

Considerata anzitutto una linea bifilare omogenea, rettilinea, priva di perdite e di irradiamento proprio, la distribuzione delle onde di corrente I e di tensione U dipende, com'è noto, dall'impedenza caratteristica Z e dall'impedenza applicata al termine. In generale U ed I fluttuano lungo la linea da valori massimi U_{max}, I_{max} (pseudo-ventri) a valori minimi U_{min}, I_{min} (pseudo-nodi); la posizione di U_{max} coincide con quella di I_{min}, e quella di U_{min} con quella di I_{max}. Il rapporto $d = U_{min}/U_{max} = I_{min}/I_{max}$ definisce la distribuzione delle onde ed è esclusivamente funzione del proporzionamento fra le due impedenze sopranominate. L'A preferisce dare a d il nome di « decremento » (da intendersi introdotto nella linea per effetto della presenza dell'impedenza di utilizzazione), per analogia con le denominazioni in uso per i circuiti oscillanti quasi stazionari a costanti concentrate.

L'A osserva che l'impedenza della linea ($Z = U/I$) varia da punto a punto, passando da un valor minimo puramente reale (ohmico) $R_{min} = d \cdot Z$ nel nodo di tensione (ventre di corrente) ad un valore massimo, anch'esso puramente reale (ohmico), $R_{max} = Z/d$ nel ventre di tensione (nodo di corrente). Lungo la linea ha dunque luogo una « trasformazione » dell'impedenza, i cui valori particolari sopradetti corrispondono esattamente (in modo formale) a quelli dei circuiti oscillanti in risonanza, a costanti concentrate disposte in serie ed in parallelo. Detta $\alpha \cdot x = (2\pi/\lambda') \cdot x$ la distanza, espressa in gradi elettrici, di un punto della linea dal nodo di correne ($x = 0$) l'A ricava

l'espressione dell'impedenza R in quel punto:

$$R = Z \frac{d \cos \alpha x - j \operatorname{sen} \alpha x}{\cos \alpha x - j\, d \operatorname{sen} \alpha x} = Z \frac{2 - j\left(\dfrac{1}{d} - d\right) \operatorname{sen} 2 \alpha x}{\left(\dfrac{1}{d} + d\right) + \left(\dfrac{1}{d} - d\right) \cos 2 \alpha x}. \quad [1]$$

La fig. 1 dà la rappresentazione dei vettori $R = O\,C$ per diversi valori di d e di αx. Per $d =$ cost. il luogo geometrico di C è una famiglia di cerchi, i cui centri cadono sull'asse reale alla distanza $(Z/2) \cdot (1/d + d)$ dall'origine, ed i cui raggi valgono $(Z/2) \cdot (1/d - d)$; tali cerchi tagliano l'asse reale nei punti distanti dall'origine $R_{min} =$

Fig. 1. — Diagramma delle impedenze del circuito.

$= d \cdot Z$ e $R_{max} = Z/d$. Per $\alpha x =$ cost., il luogo geometrico di C è ancora una famiglia di cerchi, i cui centri cadono sull'asse immaginario alla distanza $Z \cdot \operatorname{cotg} 2 \alpha x$ dall'origine, ed i cui raggi valgono $Z/\operatorname{sen} 2 \alpha x$; i cerchi tagliano l'asse immaginario nei punti distanti dall'origine $Z \cdot \operatorname{tg} \alpha x$ e $Z \cdot \operatorname{tg} (\alpha x - 90^o)$ mentre tagliano l'asse reale tutti nello stesso punto A, distante Z dall'origine. Le due famiglie di cerchi sono reciprocamente ortogonali.

Qualora la linea sia soggetta ad attenuazione propria β, l'impedenza R può ancora con buona approssimazione essere espressa nella forma precedente, qualora al posto del decremento si assuma il valore $d' = d + \beta x\, (1 - d^2)$, dove d sia il decremento $d = R_{min}/Z$ misurato nel nodo di tensione $(\alpha = 0)$, e x si assuma positivo andando verso il circuito di utilizzazione. E' inoltre da notare che, se la linea ha attenuazione propria, la sua impedenza caratteristica diventa complessa; il non tener conto della componente reattiva importa però un errore trascurabile, nel caso dell'alta frequenza, se Z è relativamente piccola e se d è sufficientemente elevato. L'errore diviene notevole nel caso di linee lunghe e di frequenze altissime.

Il metodo di misura di un'impedenza mediante una linea consiste nel porre l'impedenza R all'estremità, misurare il decremento d, misurare la distanza x dall'estremità al nodo di corrente più prossimo, e calcolare quindi R con la formula [1], nota che sia l'impedenza caratteristica Z. La misura del decremento d può venir fatta esplorando la distribuzione della tensione lungo la linea: $d = \alpha k$, dove k è la distanza tra il ventre di tensione (ove si ha U_{min}) ed il punto in cui la tensione assume il valore $U_{min} \sqrt{2}$. Per valori rilevanti d si può ricavare dalla relazione più esatta: sen $\alpha k = d/\sqrt{1 - d^2}$. Il decremento può anche essere misurato variando di $\omega - \omega_r$ la pulsazione ω_r di alimentazione, fino a che in un punto della linea la corrente scenda dal valore I_{max} al valore $I_{max}/\sqrt{2}$, oppure salga dal valore I_{min} al valore $I_{min}\sqrt{2}$; d si calcola allora con la relazione: $d = \alpha\, l\, (\omega - \omega_r)/\omega_r$, essendo l la lunghezza della linea. Infine il decremento si può rilevare dalle variazioni di corrente provocate dall'inserzione di una resistenza ohmica in serie sulla linea in un ventre di corrente, oppure in parallelo alla linea in un ventre di tensione.

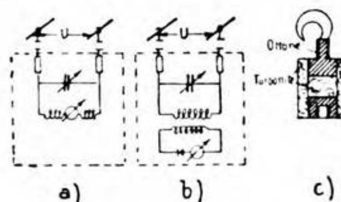


Fig. 2. — Sistema per rilevare la distribuzione della tensione lungo una linea.

L'istrumento più adatto per la misura delle distribuzioni della tensione lungo una linea è quello rappresentato nella fig. 2: mediante capacità piccolissime (fig. 2 *c*) si accoppia alla linea un circuito oscillante sintonizzato, la cui corrente si misura direttamente (fig. 2 *a*) o indirettamente (fig. 2 *b*), a seconda che la tensione U sulla linea è più o meno elevata. Tale apparecchio ha il pregio di misurare esclusivamente le onde in opposizione di fase sui due fili, e quindi di non risentire l'azione di eventuali onde in fase sui due fili, presenti a causa di dissimmetrie dei circuiti rispetto alla terra.

L'A si sofferma quindi ad esaminare gli errori di misura dovuti singolarmente alle varie cause seguenti, deducendo le correzioni del caso:

1°) Se d_{mis} è il decremento misurato come rapporto delle tensioni al nodo e al ventre, il decremento effettivo varrà con grande approssimazione $d = d_{mis}\,(1 - d_{mis} \cdot \beta\, l)$, essendo β la costante di attenuazione (calcolabile) ed l la distanza tra il ventre ed il successivo nodo di tensione.

2°) L'effetto irradiante delle linee non ha praticamente influenza sulla propagazione lungo la linea, anche per distanze tra i fili un po' maggiori di $h/50$.

3°) Singoli tratti di linea ad impedenza caratteristica diversa (non omogeneità della linea) possono essere rimpiazzati da impedenze concentrate in parallelo (quadripoli a T), i cui valori sono individuabili mediante misure fatte sulla linea a vuoto ed in corto circuito; si possono anche sostituire i tratti non omogenei con tratti omogenei di lunghezza

diversa. Siccome tratti non omogenei possono apportare errori notevoli nelle misure, occorrerà cercare di evitarli nei limiti del possibile.

4°) I gomiti nelle condutture introducono pure spostamenti nei nodi, tanto più rilevanti quanto più il gomito è pronunciato e quanto più i due fili della linea sono discosti; occorre in pratica ricorrere a linee con conduttori molto avvicinati.

5°) Notevoli variazioni nella distribuzione elettrica sono dovute a tratti di linee i cui fili divergano, in conseguenza sia dell'effetto di variazione dell'impedenza caratteristica, sia dell'irradiamento destato dal divergere dei fili.

6°) Nell'atmosfera nebbiosa la costante dielettrica del mezzo risulta mediamente $\epsilon = 1{,}0064$ anzichè $\epsilon = 1$.

L'A tratta infine varie altre possibilità di misure sulle linee, quali la misura diretta e per confronto dell'impedenza caratteristica, la misura delle tensioni e delle correnti, in ampiezza e fase, la misura della potenza convogliata e delle perdite, misure che derivano tutte immediatamente dalla teoria svolta. *M. S.*

R. M. Somers — **Un miglioramento nei voltmetri elettronici.** (Proc. I.R.E., gennaio 1933, XXI, 1, pag. 56-62, con 5 fig.).

Viene descritto un voltmetro elettronico per tensioni a frequenza acustica, il cui funzionamento dipende quasi esclusivamente dall'amplificazione del tubo ed è quindi molto stabile. Può essere costruito sia con un solo tubo, che lavora come amplificatore di classe A, con trasformatore inserito nel circuito anodico e strumento di misura sul secondario, sia con uno stadio amplificatore posto in precedenza. In ogni caso il voltmetro descritto riunisce la comodità di un'unica alimentazione per la placca e per il filamento, col vantaggio di una taratura che consente la lettura diretta in volt (valori efficaci) sullo strumento di misura (millivoltmetro con termocoppia o milliamperometro con rettificatore a ossido di rame).

La stabilità della taratura è molto grande; dopo un anno e mezzo di uso, un voltmetro elettronico costruito in questo modo mostrò una variazione di taratura solo del 0,1 per cento.

Il campo di frequenze per cui l'apparecchio può impiegarsi va da 0 a 10.000 hertz. Fra 50 e 6000 hertz l'errore è del 5 %. Per le altre frequenze sono riportate nell'articolo originale le curve dei coefficienti di correzione. *E. Se.*

C. N. Smyth — **Un voltmetro elettronico a varie portate, alimentato con tensione normale a frequenza industriale.** (W. E. a. E. W., marzo 1933, X, 114, pag. 134-137, con 6 fig.).

Scopo dell'articolo è di indicare i dati ed i particolari costruttivi di un voltmetro elettronico, già costruito ed esperimentato, con alimentazione fatta completamente in corrente alternata a frequenza industriale (e perciò facilmente trasportabile), adatto per radiofrequenze, con varie portate (in modo da coprire una gamma estesa di tensioni) ed a consumo ridottissimo.

Il voltmetro e l'alimentatore costituiscono due elementi separati ed accuratamente schermati. Lo strumento è tarato in valori efficaci di tensione con portata fino a 150 V, suddivisa in cinque scale; la taratura dipende dalla forma di tensione applicata ed è corretta solo per tensioni sinoidali pure; è indipendente, entro ampi limiti, dal valore della tensione di alimentazione applicata. La capacità di entrata dell'apparecchio è di 15 $\mu\mu F$; la resistenza effettiva è di 7 $M\Omega$ per frequenze di 1200 kHz e superiore a 12 $M\Omega$ per frequenze inferiori a 600 kHz. *g. a.*

M. J. O. Strutt — **Metodo semplice di misura dell'attenuazione lungo le linee di trasmissione.** (W. E. a. E. W., marzo 1933, X, 114, pag. 139-140).

La nota ricorda brevemente cinque metodi in uso per la misura dell'attenuazione e le condizioni in cui ciascuno di essi è meglio applicabile. Propone un nuovo metodo con cui l'attenuazione si ricava in maniera molto semplice dal rapporto fra le tensioni misurate all'uscita (V_2) ed all'entrata (V_1) della linea. La misura va eseguita dopo aver ottenuto la condizione di massimo di tale rapporto, variando la lunghezza l della linea o, più comodamente, la frequenza f di alimentazione; si può allora ritenere $V_1/V_2 = \cosh \alpha\ l$, dove α è l'attenuazione.

Si riportano i dati di misure eseguite su cavi telefonici e si confrontano con quelli ricavati dalle misure eseguite secondo uno degli altri metodi citati. Si rileva come il metodo esposto si presti per misure su cavi e su linee di alimentazione di antenne per onde corte. *g. a.*

Voltmetro elettronico per frequenze acustiche, atto alla taratura con corrente continua. (W. E. a. E. W., giugno 1933, X, 117, pag. 310-312, con 5 fig.).

E' descritto un voltmetro elettronico costituito da un diodo (facilmente ricavabile da un triodo mediante connessione della griglia all'anodo) avente nel circuito anodico una resistenza ed un galvanometro, in serie con la tensione da misurare. Le letture allo strumento sono proporzionali al valore medio, in un mezzo periodo, della tensione applicata. Lo strumento è a scala lineare e può essere tarato direttamente, applicando una tensione continua nota.

La resistenza in serie nel circuito anodico deve essere sempre di valore tale da rendere trascurabile la resistenza interna del diodo rispetto ad essa; esiste quindi un limite alla sensibilità del voltmetro, oltre il quale non è possibile andare non potendosi ulteriormente diminuire detta resistenza (si può ritenere, adoperando diodi normali, che tale valore sia di 100.000 ohm, e pertanto la massima sensibilità ottenibile corrisponde a circa 26 volt in fondo scala adoperando uno strumento a corrente continua con portata di 120 μA). *g. a.*

PIEZOELETTRICITÀ.

E. Schwartz — **Ricerche sperimentali sulle proprietà elettriche e piezoelettriche dei sali di Rochelle.** (E. N. T., dicembre 1932, IX, 12, pag. 481 - 495, con 13 fig.).

Dopo aver citato le caratteristiche generali di un sale di Rochelle e le anomalie del suo comportamento dielettrico, l'A espone un sistema per ottenere cristalli sufficientemente grandi, di qualche centimetro di lato. La formazione del cristallo viene ottenuta per lentissimo raffreddamento di una soluzione satura. La temperatura dell'ambiente è regolata dall'accensione di una lampada immersa nel bagnomaria della soluzione cristallina; l'accensione stessa è comandata da un sensibile termoregolatore a mercurio, costituito da un termometro nel quale, quando la temperatura del bagno raggiunge un determinato valore, il mercurio, venendo in contatto con una punta metallica posta nel tubo capillare, chiude un circuito ausiliario la cui corrente disinserisce la lampada. Regolando l'altezza della punta che serve per il contatto, si regola la temperatura del bagno. Partendo da una temperatura di circa 40° C, e con una lentezza di raffreddamento di

$0^{o},1 \div 0^{o},2$ al giorno, si può ottenere in 14 giorni la formazione di un cristallo intorno ad un piccolo nucleo preesistente di sale.

Per segare il cristallo così ottenuto secondo i piani voluti, l'A ricorre ad una sega speciale a nastro di gomma bagnato con acqua; l'ulteriore pulitura delle facce viene fatta con polvere di pomice.

L'incollatura degli elettrodi alle facce del cristallo, eseguita con lacca in soluzione alcoolica, ha dimostrato di alterare la composizione delle superfici del cristallo stesso; perciò l'A ha preferito disporre intorno a ciascuna faccia del cristallo una cornice di ebanite e su di essa fissare una lastrina di vetro: le cavità comprese tra le facce del cristallo e le lastrine di vetro, riempite di mercurio, danno luogo agli elettrodi.

Le pressioni applicate alle facce del cristallo sono generate con un sistema elettromagnetico di grande sensibilità, mentre che il cristallo viene tenuto in un ambiente entro il quale una sostanza fortemente igroscopica elimina ogni dannosa traccia di umidità.

Le misure eseguite sui cristalli con l'ausilio di un elettrometro permettono di osservare le anomalie che i cristalli stessi presentano.

La costante dielettrica può essere ottenuta sia dalla capacità Q/E del condensatore formato dai due elettrodi che rivestono le facce del cristallo (dove Q = quantità di elettricità, E = tensione elettrica), e dalle dimensioni geometriche del condensatore stesso, sia dalla misura diretta in un ponte. I due andamenti, in funzione per esempio della temperatura, sono analoghi, ma le due curve non si sovrappongono affatto.

L'A riporta le curve della densità di carica in funzione della pressione esercitata sulle facce ed in funzione della temperatura: da questa seconda risulta che l'intervallo in cui si ha un notevole effetto piezoelettrico è tra -20° e $+30^{o}$. Vengono pure riportate le curve di carica del condensatore in funzione del tempo e dell'intensità del campo, e quelle della costante dielettrica, le quali mostrano che essa cresce quando la pressione meccanica diminuisce, e che al variare dell'intensità di campo ha un massimo per un determinato valore di questa.

L'A dà una interpretazione di principio del fenomeno piezoelettrico, e indica la costruzione di un microfono a capsula di sali di Rochelle, che ha dato risultati molto buoni. *E. P.*

— CRONACA TECNICA —

ACUSTICA DELLE COSTRUZIONI.

Nel fascicolo di marzo 1933 del *Monitore Tecnico*, l'ing. Rezzonico riassume i **recenti progressi nell'isolamento acustico** delle costruzioni civili ed industriali.

Dopo aver ricordato le definizioni, le unità di misura ed i principi per il calcolo dell'isolamento acustico fra due ambienti, l'A passa in rassegna le proprietà di diversi materiali e di svariate strutture coibenti. Viene messa in evidenza la necessità dell'isolamento elastico di travature metalliche, il vantaggio di pareti semplici molto pesanti o, quando queste economicamente o costruttivamente non convengano, di pareti a più strati con intercapedini d'aria fra loro.

Infine per l'isolamento dei rumori provenienti dal soffitto si addice l'uso di strati soffici molto elastici, fra i quali paiono particolarmente indicati il sughero ed un conglomerato di fibre di noce di cocco.

G. Sac.

DISTURBI E FENOMENI PERTURBATORI.

Gli *Ann. P.T.T.* del giugno 1933 pubblicano, in una nota di M. Collet, le conclusioni approvate dalla Commissione Mista Internazionale circa l'**eliminazione dei disturbi causati dai raddrizzatori a mercurio** alle linee telefoniche.

I raddrizzatori a vapore di mercurio, che — com'è noto — vengono largamente impiegati per scopi di trazione, danno luogo ad armoniche di frequenza facilmente udibile, le quali, propagandosi lungo le linee da essi alimentate, possono causare disturbi anche notevoli al servizio telefonico svolgentesi su altre linee non lontane.

Esperienze fatte in vari paesi hanno dimostrato la possibilità di ridurre di molto tali disturbi, nel caso di circuiti telefonici ben equilibrati. I migliori risultati si sono ottenuti disponendo sulla linea a corrente continua, alla sua uscita dalla sottostazione, un filtro composto di una bobina di induttanza in serie col filo di contatto e di quattro circuiti risonanti, in parallelo fra detto filo e la terra. Nelle prove pratiche con frequenza primaria di 50 hertz, si è dimostrata l'efficacia di accordare i quattro circuiti risonanti su frequenze di 300, 600, 900 e 1200 hertz.

Pur non potendosi stabilire un unico valore del coefficiente di riduzione, e questo per la varietà di condizioni che si presentano nella pratica, si può affermare che i detti dispositivi di protezione riescono a ridurre i disturbi prodotti dai raddrizzatori allo stesso ordine di grandezza di quelli causati da buone macchine rotanti che funzionino in analoghe condizioni.

Dai confronti stabiliti non è emersa alcuna superiorità, riguardo alla produzione delle perturbazioni, del raddrizzatore dodecafase rispetto a quello esafase.

G. Pa.

GENERATORI - OSCILLATORI.

Non è facile costruire generatori di corrente alternata i quali rispondano ai requisiti di frequenza relativamente costante, onda sinoidale e possibilità di variazione continua della frequenza. Un **generatore di corrente alternata a filo teso,** il quale possiede le suddette caratteristiche, è descritto da L. H. Stauffer in *R.S.I.* del settembre 1933: in esso un filo di acciaio teso vien posto in oscillazione e governa in un modulatore correnti di frequenza dipendente dalla lunghezza e dalla tensione del filo.

Il modulatore, formato da una pila di dischi di carbone sulla quale il filo di acciaio imprime variazioni di pressione, è collegato in serie in un circuito con una sorgente di corrente continua. Le correnti modulate sono inviate ad un amplificatore e questo in parte provvede a fornire energia ad un elettromagnete che mantiene in oscillazione il filo d'acciaio, in parte alimenta il filtro di uscita destinato ad eliminare le armoniche, del resto già molto deboli.

La lunghezza e la tensione del filo (dalle quali dipende la frequenza, variabile fra 50 e 1000 Hz) sono regolate rispettivamente da un ponte scorrevole su cui il filo appoggia, e da un tenditore a frizione. *L. Sp.*

IMPIANTI E ACCESSORI TELEFONICI.

Un'applicazione dei **condensatori elettrolitici nei circuiti di alimentazione delle centrali telefoniche,** attualmente sperimentata e attuata nelle grandi centrali di Parigi « Wagram » e « Diderot », viene descritta da H. Fontaine negli *Ann. P.T.T.* del settembre 1933.

Nelle centrali della capitale francese, durante le ore di maggior traffico, si hanno nei circuiti di alimentazione a 48 V (che generalmente superano i 100 m di lunghezza) intensità di corrente dell'ordine di grandezza di 600 A per ogni 10.000 abbonati. Fino a poco tempo fa, per evitare perturbazioni, rumori parassiti e interferenze, si riteneva che fosse necessario separare nettamente l'alimentazione dei circuiti di conversazione da quella dei circuiti di segnalazione, e che la caduta massima di tensione fra sorgente e utilizzatore non dovesse superare 0,25 V. Le centrali telefoniche costruite secondo questi criteri risultarono ingombranti, con notevole immobilizzo di rame e quindi costosissime.

Attuati i più adatti dispositivi di misura dei rumori parassiti, si constatò (sperimentando sulla centrale « Wagram ») che il riunire l'alimentazione dei circuiti di conversazione e di quelli di segnalazione non dava origine ad inconvenienti; mentre invece, riducendo la sezione del rame (cioè ammettendo cadute di tensione superiori a 0,25 V), si aveva un aumento delle tensioni alternate sovrapposte alla tensione continua di 48 V, tale da produrre rumori parassiti così intensi, che avrebbero reso impossibili le comunicazioni.

Si pensò allora di derivare sui circuiti di alimentazione capacità rilevanti e furono proprio i condensatori elettrolitici che permisero col loro piccolo ingombro questa applicazione. Con un condensatore da 20.000 μF, derivato su circuiti la cui sezione era stata ridotta da 1500 a 300 mm^2, l'alimentazione si effettuò con una tensione continua molto più pura che non col primitivo sistema; buoni risultati si ottennero anche con condensatori di capacità minore in altre esperienze, sì da poter concludere che:

1) la separazione delle alimentazioni dei circuiti di conversazione e dei segnali non è necessaria;

2) la riduzione delle sezioni porta in generale un aumento dei rumori parassiti;

3) l'impiego dei condensatori riduce le ampiezze delle tensioni alternate sovrapposte, in ragione diretta delle loro frequenze.

I condensatori elettrolitici non solo hanno un effetto paragonabile a quello di migliorare le qualità telefoniche della sorgente di corrente continua attenuandone le armoniche, ma aboliscono anche praticamente i disturbi dovuti a eventuali irregolarità di funzionamento.

La migliore utilizzazione del rame consentita dall'impiego delle capacità supplementari permette di effettuare economie notevoli. A Parigi sul totale delle installazioni eseguite nel 1932 si è potuto computare un risparmio di 1.222.400 franchi, pur tenendo conto delle spese di acquisto e di installazione dei condensatori.

Riassumendo, la nuova applicazione offre i vantaggi di una corrente di alimentazione più pura, di una diminuzione notevole delle spese di primo impianto e di ammortamento, di una semplificazione delle installazioni. *M. L. P.*

TELEGRAFIA E TELESCRITTURA.

Il « British Post Office », come riferisce R. G. De Wardt nel *P.O.E.E.J.* del luglio 1933, ha messo da poco a disposizione dei privati, a tariffe particolarmente favorevoli, la possibilità di **trasmissioni di telescrittura sui circuiti virtuali dei cavi telefonici**, specialmente dei cavi costituiti da quaterne a stella, nelle quali, come è noto, il circuito virtuale non può servire per comunicazioni telefoniche.

Dato che i cavi sono pupinizzati e provvisti di amplificatori telefonici, è necessario che il sistema telegrafico funzioni con tensione non superiore a 30 V e corrente non superiore a 10 mA. Inoltre le correnti telegrafiche devono essere filtrate da quelle telefoniche e non vi dev'essere interferenza fra i vari circuiti telegrafici. Queste condizioni sono soddisfatte per mezzo di uno speciale circuito duplex, che può essere anche provvisto di ripetitori nel caso di linee lunghe.

Due tipi di servizio sono in tal modo offerti:

Tariffa A: un servizio telestampante simplex fra gli uffici degli abbonati con l'uso di macchine « teleprinter 7 A » noleggiate dal « Post Office », che provvede anche alla manutenzione;

Tariffa B: un servizio di circuiti duplex con velocità di linea di 40 hertz, sui quali gli abbonati possono attaccare i propri apparecchi o le macchine telestampanti fornite dal « Post Office ». *F. Ma.*

-- LIBRI E PUBBLICAZIONI --

M. FANO. — *Il telefono negli Stati Uniti d'America.* — Società Industriale Grafica Fedetto, Torino, 1933. — Un volume di 191 pagine, con figure e tabelle. — (Senza indicazione di prezzo).

Con particolare competenza l'A descrive le condizioni della telefonia negli Stati Uniti, come gli sono apparse in un suo viaggio in America, in occasione della Fiera di Chicago.

Chi pensa alla enorme diffusione dei telefoni negli Stati Uniti, i quali, in un'area del 5 % dell'area totale della terra, posseggono il 56 % degli apparecchi telefonici del mondo, con una media di 16 apparecchi su 100 abitanti (mentre in Italia, ad esempio, ne esistono poco meno di 1), si domanda quali siano le cause di così importante sviluppo. L'A risponde escludendo che ciò sia dovuto a particolari caratteristiche del servizio telefonico americano; e, sorvolando sulle solite ragioni di elevata ricchezza media della popolazione, richiama l'attenzione sui grandi mezzi di propaganda e d'incoraggiamento, destinati a promuovere un incremento sempre maggiore. E' poi interessante osservare che l'elevato numero di apparecchi telefonici negli Stati Uniti non è dovuto a grande quantità di abbonati, ma piuttosto al forte numero di apparecchi derivati (che ammontano al 50 %); e il traffico telefonico, riferito al singolo abitante, è nettamente inferiore a quello dei nostri paesi.

L'A si diffonde nella descrizione delle centrali e degli impianti urbani, dei servizi e degli impianti interurbani, in relazione alle esigenze del paese; ed evitando di entrare in particolari tecnici, mette in rilievo le caratteristiche essenziali che distinguono gli impianti americani da quelli europei. Esamina il sistema di tariffe in uso. E fa una descrizione del « panel system », tipo di telefonia automatica adatto a un paese ove si alternano zone con densità di popolazione molto diversa, e dove esiste un fortissimo incremento edilizio.

La depressione economica mondiale si è ripercossa gravemente sulle industrie telefoniche americane, a partire dall'anno 1931, capovolgendo le previsioni ottimistiche dei tecnici, i quali attendevano per quegli stessi anni incrementi della diffusione del telefono anche superiori a quelli degli anni precedenti. Ciò ha procurato, da parte delle compagnie concessionarie, seri provvedimenti, come la sospensione assoluta dei nuovi lavori, la riduzione del personale, delle spese di esercizio e delle quote di ammortamento. E' stata ampiamente discussa, da parte di apposite commissioni statali, ed in seguito alle richieste del pubblico, la possibilità di una riduzione delle tariffe telefoniche. Ma una fortissima resistenza è stata opposta dalle compagnie concessionarie, le quali hanno negato la possibilità di ulteriori notevoli riduzioni delle spese; e nessuna riduzione delle tariffe è avvenuta.

L'A afferma, come conclusione, che l'esame della situazione telefonica americana non suggerisce alcun provvedimento generale che,

applicato all'industria telefonica del nostro paese, offra probabilità decisive di arginare l'influenza della crisi in tale campo.

« I nostri impianti non sono tecnicamente per nulla inferiori a quelli in opera negli Stati Uniti d'America; il piano di automatizzazione che in America ha raggiunto solo il 42 % di impianti, ha in Italia già superato attualmente il 75 %; il numero delle località fornite di telefono è nel nostro paese in proporzione notevolmente maggiore di quello che non sia negli Stati Uniti; la rete nazionale in cavi sotterranei, di recente costruzione, ha infine portato l'Italia, anche nel campo delle comunicazioni interurbane, ad un livello così elevato, da farla apparire sicuramente in prima linea, in confronto a qualsiasi paese del mondo.

« Non può quindi trattarsi, da un lato, che di affinare l'esercizio, adattandolo maggiormente ai desideri ed alle esigenze del pubblico, e dall'altro di esplicare il lavoro assolutamente necessario per formare anche in Italia quella coscienza telefonica che noi ammiriamo nelle altre nazioni ». *L. Sp.*

*

E. Jahnke u. F. Emde. — *Funktionentafeln mit Formeln und Kurven - Tables of Functions with Formulae and Curves.* — B. G. Teubner, Leipzig, 1933. — Un volume di XVIII-330 pagine, con 171 figure, legato in tela. — Prezzo M. 16.

Nel 1909 i professori Jahnke ed Emde pubblicarono una raccolta di tavole, contenenti i valori, opportunamente scelti e calcolati, di un certo numero di funzioni analitiche, meno semplici o meno note di quelle generalmente in uso. Il libro, rimasto quasi ignorato per alcuni anni, si diffuse poi rapidamente e si trova oggi citato sempre più spesso nella letteratura scientifica ed anche in quella tecnica. Ne compare ora, per opera del professore Emde, una nuova edizione completamente rifatta e grandemente ampliata. Il numero delle funzioni, dimostratesi necessarie ed utili per le applicazioni, è assai cresciuto, così che non sarebbe più possibile raccoglierle tutte in un volume di facile impiego. La scelta fatta dall'A sembra essere stata assai felice.

Il volume è diviso in 19 capitoli: potenze - tavole ausiliarie per i calcoli con numeri complessi - equazioni cubiche - equazioni trascendenti elementari - $x \operatorname{tg} x$, $\operatorname{tg} x/x$, sen x/x - funzione esponenziale - funzione di radiazione di Planck - funzioni della propagazione del calore - funzioni iperboliche - funzioni circolari ed iperboliche a variabile complessa - integrale-seno, integrale-coseno, integrale-logaritmo - funzione fattoriale - integrale degli errori e funzioni dipendenti - funzioni « teta » - integrali ellittici - funzioni ellittiche - funzioni di Legendre - funzioni di Bessel - funzione « zeta » di Riemann.

In ciascun capitolo sono anzitutto riportate chiaramente le formule e le definizioni fondamentali, poi, ad illustrazione delle tabelle numeriche, si hanno sempre rappresentazioni grafiche assai perspicue, ben ideate e accuratamente disegnate. Caratteristica interessante della nuova edizione è l'uso assai largo dei numeri complessi, che ha condotto fra l'altro a frequenti rappresentazioni grafiche a tre dimensioni od « in rilievo ». Esse danno un'idea dell'andamento e delle proprietà delle varie funzioni, molto più efficace di quella che ci si può formare attraverso la sola indagine analitica.

Il testo è bilingue (tedesco ed inglese) ed è corredato da ricche e preziose indicazioni bibliografiche sulle esistenti tavole di fun-

zioni (disseminate in tanti speciali lavori, appartenenti ad ogni ramo della letteratura scientifica), da un accurato e completo elenco di simboli, da un indice alfabetico generale. L'edizione è ottima sotto ogni riguardo. *Di.*

*

G. VALENSI. — *Théorie de la transmission téléphonique.* — L. Eyrolles, Paris, 1933. — Un volume di 626 pagine, con 272 figure. — Prezzo Fr. 80.

In questo volume l'A sviluppa nel suo complesso, in modo semplice e chiaro, la teoria della trasmissione di correnti telefoniche, ponendosi da un punto di vista essenzialmente matematico e generale.

I primi cinque capitoli trattano, seguendo uno schema che potremo chiamare classico, i fenomeni di propagazione lungo le linee e studiano partitamente, considerando tutti i casi più importanti, gli effetti di riflessione, le perdite ed i guadagni di trasmissione, le caratteristiche primarie e secondarie delle linee telefoniche. Già nelle trattazioni analitiche di questa prima parte si introducono e si sviluppano formule contenenti funzioni iperboliche di argomento complesso, le quali, se presentano il vantaggio di permettere un rapido svolgimento matematico della teoria ed una semplicità formale nei risultati, non hanno grande utilità pratica, perchè occorre poi sempre eseguire la separazione della componente reale da quella immaginaria (per il che l'A consiglia l'uso dei grafici di Blondel-Kennelly).

Nei capitoli VI e VII vengono trattate le questioni riguardanti le linee ed i cavi krarupizzati e pupinizzati, accennandosi anche alle formule complete del Pleijel, e svolgendo la trattazione in modo conforme al metodo del Campbell.

Nel capitolo VIII si tratta (forse un po' sommariamente e senza dare alcun cenno dei particolari tecnici) dei sistemi amplificatori, sviluppando in seguito la teoria dei trasduttori non passivi (o quadripoli generalizzati, come li chiama l'A), densa di formule e di definizioni, ma di portata forse circoscritta e con risultati pratici alquanto modesti.

Il capitolo sui filtri (IX) espone esaurientemente la teoria di questi importanti tipi di circuiti, mentre il X capitolo presenta in modo completo e chiaro il complesso dei fenomeni di distorsione (di ampiezza e di fase) ed i mezzi per correggerla. Ai soppressori d'eco ed alla diafonia sono riservati i capitoli XI e XII, che terminano la parte riguardante i circuiti telefonici propriamente detti.

Gli ultimi capitoli trattano: delle comunicazioni ad onde convogliate, di cui sono descritti vari sistemi con ricchezza di dati pratici di esercizio; della radiotelefonia (piuttosto sommariamente, dato che l'argomento esce già dal quadro della trasmissione telefonica propriamente detta) e dei progetti generali di collegamenti telefonici. Nel capitolo di chiusa si accenna all'utilizzazione della telefonia per la trasmissione di esecuzioni musicali, alla telefotografia ed alla televisione.

Al contenuto del volume, indubbiamente autorevole e ricco di pregi, si può forse muovere qualche lieve appunto circa l'equilibrio della materia trattata, pur riconoscendo che appunti di questo genere hanno carattere prevalentemente soggettivo. Invero il libro, data la sua impostazione, è necessariamente riservato a lettori che conoscano già bene i fondamenti della materia in esame; ne segue che certi minuziosi sviluppi, i quali assumono quasi l'aspetto di esercizi di

calcolo, si sarebbero forse potuti eliminare o almeno notevolmente ridurre.

D'altra parte, in un libro di carattere superiore riguardante la trasmissione telefonica, si sarebbe desiderata una trattazione più completa di alcuni importanti argomenti, quali ad esempio i fenomeni transitori, gl'integrali di Fourier, la propagazione di impulsi ed altri; i cui cenni appena fuggevoli, dati nell'ultimo capitolo, possono non essere compresi da chi non sia in possesso di speciali nozioni di matematiche superiori. Così, mentre pare di dubbia utilità la lunga trattazione del quadripolo generalizzato, non si trova nulla sul problema assai importante della correzione di impedenza dei filtri, e viene appena accennato alla questione delle linee artificiali equilibratrici.

Il volume, che si presenta sotto buona veste tipografica, sarà studiato e consultato con profitto dai lettori forniti di adeguata preparazione scientifica. Esso non porta alcuna citazione, nè alcun riferimento a pubblicazioni altrui. Nella prefazione « l'autore si scusa presso tecnici eminenti di vari paesi, di quanto ha attinto alle loro memorie, e li prega di vedere in ciò un segno di ammirazione per i loro lavori ». *G. Sac.*

*

J. Mercier. — *Les circuits oscillants - Introduction à l'étude de la Radiotechnique.* — Delagrave, Paris, 1934. — Un volume di 197 pagine, con 121 figure. — Prezzo Fr. 40.

Il libro ci sembra risponda assai bene allo scopo cui è destinato, che è quello di servire da introduzione allo studio della radiotecnica per tutti coloro i quali hanno la cultura di un laureato in fisica od in ingegneria. In una esposizione di mole relativamente modesta il lettore trova esaminato diffusamente il comportamento dei circuiti risonanti semplici od accoppiati, a costanti concentrate o distribuite, sia nel caso di oscillazioni libere, sia in quello di oscillazioni forzate. La trattazione riguardante queste ultime non si limita all'ipotesi di sollecitazione armonica semplice, ma comprende altresì i casi di oscillazioni sinoidali modulate sinoidalmente in ampiezza, di successione di oscillazioni smorzate, di serie ritmica di impulsi a lunga e breve durata e via dicendo.

Sotto questo ed altri riguardi la trattazione è più completa e più ricca di quanto non sia in altri libri del genere, aventi mole paragonabile. Particolarmente notevole, anche se in qualche punto fin troppo diffuso, ci sembra il capitolo XIV, dedicato al comportamento dei circuiti accoppiati induttivamente, nel caso di autooscillazioni mantenute mediante sistemi di resistenza negativa.

Nel complesso il libro è ben inquadrato e riuscirà indubbiamente utile alla larga categoria di lettori cui è dedicato. *F. Ve.*

-- -- -- BREVETTI -- -- --

Antenne per onde corte.

Brevetto italiano n. 307827 (Marconi Co. Ltd., Londra). - Patente dall'11-7-1932. - Pubblicato il 16-5-1933. - Diritto di priorità dall'11-7-1931 (Marconi Co. e G. A. Mathieu, Gran Bretagna).

Il ritrovato concerne la disposizione costruttiva molto semplice e robusta di un sistema atto ad irradiare od a captare onde elettromagnetiche ultracorte; sistema che, dalla sua configurazione, prende il nome di « antenne a scheletro ».

Com'è noto, le antenne per onde ultracorte si compongono di uno o più oscillatori veri e propri e di un complesso riflettente per lo più disposto a superficie cilindro-parabolica.

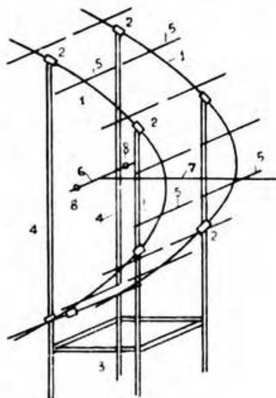


Fig. 1.

La struttura riflettente, secondo il ritrovato, è formata da uno o più tubi metallici 1 (fig. 1) curvati secondo una parabola e disposti parallelamente l'uno all'altro. I singoli tubi, per mezzo di alcuni zoccoli 2, ad esempio di legno, sono fissati ad una robusta incastellatura 3. I collegamenti 4 nell'interno delle parabole vengono affidati a bastoni di materiale isolante. I tubi 1 a loro volta sorreggono le asticciuole metalliche 5, tutte parallele fra loro e normali al piano della parabola, le quali costituiscono i veri e propri elementi riflettenti; esse sono semplicemente fatte passare entro opportuni fori dei tubi 1, e fissate per mezzo di viti nel punto di mezzo, mentre le loro estremità rimangono isolate nello spazio. Le asticciuole 5 sono uniformemente distribuite lungo la parabola, e la distanza fra due asticciuole vicine è, insieme con la loro lunghezza, funzione della lunghezza d'onda del sistema.

Nel piano di simmetria del complesso, parallelamente agli elementi riflettenti, ed a distanze di multipli interi dispari di un quarto della lunghezza d'onda dal vertice della parabola, vengono disposti uno o più dipoli, che sono quelli principali di irradiazione o di captazione. Essi pure sono costituiti di asticciuole metalliche 6, sostenute nel punto di mezzo da aste metalliche 7 le quali adempiono alla funzione elettrica di collegamento col trasmettitore o col ricevitore. Tanto alle asticciuole 5 quanto alle 6 possono essere applicati dischetti metallici 8 scorrevoli lungo le asticciuole stesse, per permettere l'esatto accordo dei singoli oscillatori sulla frequenza adoperata, ed anche per introdurre all'occorrenza opportuni accoppiamenti capacitivi fra oscillatori che risultino disposti su una medesima linea, l'uno in prosecuzione dell'altro.

Per ottenere una notevole efficacia è opportuno adoperare due sistemi riflettenti parabolici affiancati (com'è rappresentato nella fig. 1) per ogni oscillatore principale 6. Il sistema complessivo, ad oscillatori orizzontali, determina una polarizzazione orizzontale delle onde, ed ha anche il pregio di essere in certo qual modo schermato rispetto alla terra. Qualora si desideri lavorare con polarizzazioni verticali, è sufficiente un'evidente modifica nella struttura di sostegno.

I complessi parabolici riflettenti possono anche essere disposti a raggiera: le singole asticciuole riflettenti sono allora collocate secondo le tangenti di tanti circoli concentrici all'asse principale del sistema, e si forma così una superficie risultante a paraboloide di rotazione. Quest'ultima configurazione del sistema riflettente può essere utilmente sfruttata sia per radiodiffusioni circolari, sia per radiofari. *M. S.*

Tubi elettronici a caratteristiche interne variabili.

Brevetto italiano n. 308245 (Telefunken Ges., Berlino). - Patente dal 30-7-1932. - Pubblicato il 30-5-1933. - Diritto di priorità dal 7-8-1931 (Germania).

Per ottenere tubi elettronici a coefficiente di amplificazione variabile, si propone molto semplicemente l'adozione di tubi dotati di griglia di neutralizzazione della carica spaziale, nei quali tale elettrodo sia costituito da un filo avvolto a spirale intorno al catodo, con passo progressivamente variabile, ed eventualmente via via più distanziato dal catodo stesso, mentre tutti gli altri elettrodi conservano la loro struttura normale uniforme e simmetrica. *M. S.*

Compensazione o sfruttamento delle oscillazioni in fase, nelle linee ad alta frequenza.

Brevetto italiano n. 309286 (C. Lorenz A. G., Berlino). - Patente dal 30-9-1932. - Pubblicato l'1-7-1933.

Nelle linee di convogliamento di energia ad alta frequenza, per effetto di dissimmetrie capacitive rispetto alla terra delle linee stesse o dei rispettivi circuiti iniziali e terminali di accoppiamento, è ben noto come si possano facilmente sovrapporre alle correnti utili (le cui fasi sono opposte nei punti corrispondenti dei due conduttori) correnti di uguale fase, per le quali ambedue i conduttori della linea rappresentano la via di andata, mentre la terra costituisce il conduttore di ritorno. Tali correnti in fase, sovrapponendosi a quelle di fasi opposte, generano i ben noti fenomeni di asimmetria — dannosi perchè non permettono di effettuare una regolazione precisa dei circuiti

di accoppiamento — danno luogo a notevoli perdite nei conduttori ed infine costituiscono una fonte di irradiamento la quale può sfavorevolmente modificare l'irradiamento principale delle antenne.

Secondo il ritrovato si possono eliminare del tutto od in parte le correnti di uguale fase mediante speciali dispositivi ed accorgimenti: ad esempio intercalando nella linea uno o più gruppi di bobine com'è rappresentato nella fig. 1. Le due bobine L_1, L_2, connesse in serie rispettivamente sui due conduttori *a*, *b* della linea, sono uguali, avvolte nel medesimo senso e strettamente accoppiate. Agli effetti delle correnti di ugual fase, la mutua induzione e le autoinduzioni determinano una fortissima impedenza di sbarramento, mentre per le correnti di fase opposta l'effetto dovuto alla mutua induzione controbilancia l'effetto delle autoinduzioni complessive.

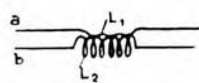


Fig. 1.

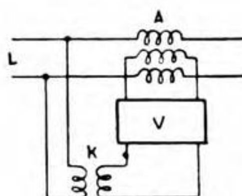


Fig. 2.

Si può anche derivare (fig. 2) una parte della corrente della linea *L*, ed attraverso un accoppiamento *K* introdurla in un dispositivo *V* capace di modificarne la fase al giusto valore affinchè, riportandola ad agire sulla linea, mediante l'accoppiamento *A*, si ottenga un effetto di compensazione analogo a quello dianzi spiegato. Il dispositivo *V* può anche essere rimpiazzato da un'altra lunga linea supplementare.

Finalmente è possibile, mediante opportuni circuiti di accordo, disposti alla base dell'antenna, spostare a piacere i ventri delle oscillazioni di ugual fase in modo da far concorrere le stesse correnti a migliorare l'irradiamento principale determinato dalle correnti di fasi opposte. *M. S.*

Perfezionamento nei radiotrasmettitori.

Brevetto italiano n. 309291 (Telefunken Ges., Berlino). - Patente dall'1-10-1932. - Pubblicato l'1-7-1933. - Diritto di priorità dall'8-10-1931 (Germania).

Per ottenere un notevole rendimento nella conversione dell'energia, gli stadi di amplificazione di potenza dei trasmettitori sono abitualmente eccitati così da interessare non soltanto la parte negativa, ma bensì anche una parte positiva della caratteristica dei tubi. Le potenze alternate, necessarie per eccitare le griglie, risultano perciò notevoli ed i massimi rapporti ottenibili tra la potenza oscillante all'uscita e la corrispondente potenza oscillante all'entrata dello stadio, risultano relativamente bassi.

Secondo il ritrovato si possono impiegare tubi a griglia schermo, il cui ufficio sia quello di determinare un forte spostamento della caratteristica anodica verso le tensioni di griglia più negative, così da consentire un'eccitazione di griglia esclusivamente in corrispondenza della regione negativa della caratteristica. Lo stadio permette

allora di conseguire gradi di amplificazione di potenza molto più rilevanti; a parità di amplificazione totale, un trasmettitore potrà essere composto di un minor numero di stadi.

I nuovi tubi a griglia schermo, secondo il ritrovato, si distinguono da quelli finora costruiti per essere dotati di un intraeffetto della griglia schermo, attraverso la griglia di controllo, molto più rilevante, e comunque superiore al 25 %, magari tollerando appositamente una diminuzione nella pendenza della caratteristica anodica. In secondo luogo tubi siffatti diversificano da quelli finora noti perchè gli elettrodi sono proporzionati alle nuove perdite interne, le quali risultano ora notevolmente diverse. *M. S.*

Amplificatore telefonico sui cordoni con regolazione automatica.

Brevetto italiano n. 309807 (Telefonaktiebolaget L. M. Ericsson, Stoccolma). - Patente dal 22-10-1932. - Pubblicato il 17-7-1933. - Diritto di priorità dal 10-11-1931 (Svezia).

Il ritrovato concerne un sistema, molto più semplice e meno costoso di quelli finora noti, il quale permette per gradi la regolazione del rapporto di amplificazione di un amplificatore telefonico sui cordoni, in funzione dell'attenuazione delle linee collegate, effettuando così una notevole miglioria e una semplificazione nel servizio telefonico a grandi distanze.

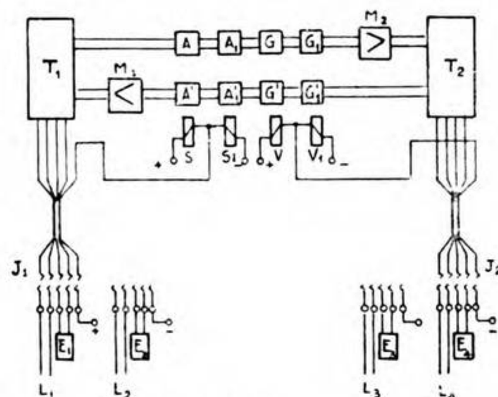


Fig. 1

Le due prese J_1, J_2, terminali dei cordoni dell'amplificatore, portano ciascuna 5 contatti (fig. 1): i primi due per la connessione con le linee L_1, L_2,..., altri due per l'allacciamento con le rispettive linee artificiali di equilibrio E_1, E_2,..., l'ultimo per la connessione di regolazione. I primi quattro contatti fanno capo ai rispettivi trasformatori misti T_1, T_2, i quali sono tra loro collegati per mezzo delle due vie interne di amplificazione. Ciascuna di queste è fornita di un amplificatore unilaterale M_1, M_2, e di quattro o più elementi di attenuazione A', A_1', G', G_1' e rispettivamente A, A_1, G, G_1. Gli elementi A, A', G, G', danno luogo ad attenuazioni uguali, e diverse dalle attenuazioni degli elementi A_1, A_1', G_1, G_1', i quali presentano pure attenuazioni tutte uguali fra loro. Ciascuno degli elementi atte-

nuatori è ad esempio formato dal noto complesso di resistenze longitudinali e di resistenze trasversali; opportuni sistemi di contatti a molla permettono di mettere in corto circuito le resistenze longitudinali e di interrompere le resistenze trasversali, escludendo così dal funzionamento i singoli elementi attenuatori.

I contatti di esclusione degli elementi attenuatori $A - A'$, $A_1 - A_1'$, $G - G'$, $G_1 - G_1'$ vengono comandati automaticamente dai soccorritori S, S_1, V, V_1, a corrente continua, a loro volta suddivisi in due gruppi, ciascuno connesso al quinto contatto della presa terminale nel modo rappresentato nella figura. Gli altri morsetti dei soccorritori vengono allacciati ai poli (colle polarità indicate) di una sorgente, la quale fornisce pure tensione al quinto contatto della presa. A seconda che a tale contatto è applicata una tensione positiva (quale è ad esempio il caso della linea L_1), o negativa (caso delle L_2, L_4), oppure se il contatto è senz'altro isolato (caso della L_3), rimangono inseriti ovviamente gli uni o gli altri elementi di attenuazione. Le tensioni ora indicate vengono dunque scelte a seconda che il grado di attenuazione della rispettiva linea è elevato, medio o basso. Ad esempio, nel collegamento rappresentato ($L_1 - L_4$) funzionano gli elementi A, A', G_1, G_1', mentre se l'amplificatore s'inserisse fra la linea L_2 e la linea L_3, funzionerebbero gli elementi A_1, A_1', G, G', G_1, G_1'. Si riesce così ad ottenere un sufficiente numero di combinazioni atte a regolare bene il grado di amplificazione del sistema in funzione delle attenuazioni complessive delle due linee connesse. *M. S.*

Perfezionamenti negli elementi di attenuazione.

Brevetto italiano n. 310880 (Standard Elettrica Italiana, Milano). - Patente dal 13-6-1932. - Pubblicato l'11-9-1933. - Diritto di priorità dal 13-6-1931 (A. G. Jensen, S. U. A.).

Il presente ritrovato ha per oggetto la costruzione di elementi di attenuazione, accuratamente schermati e di piccolissima dispersione capacitiva interna, tali da poter essere adoperati, con l'identico valore di attenuazione, anche per le frequenze elevate.

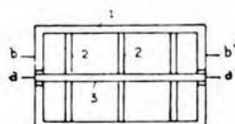


Fig. 1.

L'elemento, il cui schema risulta dei noti raggruppamenti di resistenze longitudinali e di resistenze trasversali, è costituito come segue. Una scatola tubolare metallica 1 (fig. 1) contiene, in corrispondenza del suo asse, un'asticciuola 3 ed un determinato numero di dischi 2 di collegamento trasversale fra l'asticciuola e la parete della scatola. I dischi e l'asticciuola sono di materiale isolante sulla cui superficie è depositato uno straterello di materiale conduttivo. La resistenza elettrica dello strato conduttore sul bastoncino assiale costituisce la sequela delle resistenze longitudinali, mentre le resistenze degli strati depositati sui dischi danno luogo alle resistenze trasversali dell'elemento attenuatore. Il bastoncino viene inserito in un conduttore $a\,a'$ della linea, mentre il tubo 1, praticamente privo

di resistenza, viene inserito nel secondo conduttore *b b'* della linea stessa. Il conduttore *a a'* risulta pienamente schermato rispetto a campi elettrostatici esterni.

Si possono costruire attenuatori variabili adoperando tante corone uguali, girevoli, ciascuna munita di 10 fori periferici nei quali vengono alloggiati gli elementi attenuatori, del tipo sopra descritto, aventi i valori 0, 1, 2,... 9; 0, 10, 20,... 90; 0, 100, 200,... 900;... unità. Le singole corone si dispongono l'una in seguito all'altra, girevoli intorno al medesimo asse. Si può allora far entrare in funzione una determinata sequela di elementi appartenenti alle corone diverse, portandoli ad allinearsi lungo una determinata linea parallela all'asse. Opportuni dispositivi molto semplici permettono di effettuare la connessione elettrica fra gli elementi allineati delle diverse corone, assicurando per mezzo di molle buoni contatti elettrici e mantenendo nel contempo la schermatura. Risulta così possibile, ad esempio, con 4 corone, e cioè con 40 elementi, ottenere, girando le corone, tutti i possibili valori, di unità in unità, da 0 a 9.999 unità di attenuazione. Gli elementi di attenuazione nulla sono naturalmente foggiati come quelli normali (fig. 1), sopprimendo i dischi 2 e costituendo l'asticciuola 3 con materiale metallico. *M. S.*

Perfezionamenti nei dispositivi di modulazione.

Brevetto italiano n. 309871 (Marconi Co. Ltd., Londra). - Patente dal 5-11-1932. - Pubblicato il 19-7-1933. - Diritto di priorità dal 18-11-1931 (Marconi Co. e N. Meyer Rust, Gran Bretagna).

E' stato sperimentalmente riconosciuto che, per risentire meno gli effetti di evanescenza (specie nelle trasmissioni su onda corta), conviene che la modulazione dell'onda portante trasmessa sia mantenuta permanentemente ad un grado di profondità rilevante. Inoltre tale convenienza sussiste evidentemente in ogni caso quando si ef-

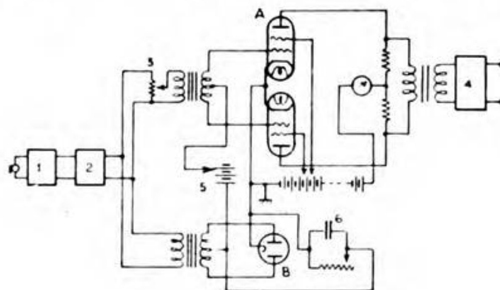


Fig. 1.

fettui la trasmissione di un discorso o di un colloquio telefonico. Il ritrovato concerne un sistema di regolazione automatica, applicato sui circuiti di bassa frequenza, atto a fornire un livello di uscita pressochè costante, indipendentemente dal livello di entrata, entro un largo intervallo di valori. Siccome il trasmettitore viene allora in permanenza modulato molto profondamente, ad evitare il pericolo di sovramodulazioni, il sistema ha la proprietà di dar luogo a livelli di uscita rapidamente decrescenti, quando il livello di entrata, aumentando, superi un determinato limite.

Le correnti microfoniche, dopo aver attraversato un amplificatore 1 (fig. 1) ed un dispositivo di attenuazione regolabile 2, vengono portate ad agire in parte su uno stadio di amplificazione *A*, preferibilmente a circuito simmetrico bilanciato, costituito da due tubi multi-mu, ed in parte su uno stadio *B* di rettificazione, preferibilmente a due semionde; quest'ultimo fornisce, in unione ad una sorgente 5, alle griglie di controllo dello stadio amplificatore *A* un potenziale continuo il cui valore è funzione del livello delle correnti di bassa frequenza entranti nel sistema. L'uscita dell'amplificatore *A* comanda il modulatore attraverso un successivo amplificatore 4, ad amplificazione regolabile. Il livello di entrata in *A* può pure essere variato per mezzo del potenziometro 3.

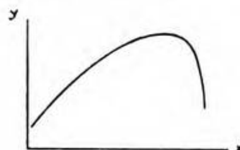


Fig. 2.

Com'è noto, se l'impedenza del circuito anodico esterno è piccola rispetto alla resistenza interna R_i dei tubi, il grado di amplificazione dello stadio risulta proporzionale al quoziente μ/R_i, dove μ è il coefficiente di amplificazione. Quest'ultimo quoziente è, nei tubi multi-mu, variabile in funzione della tensione di polarizzazione della griglia: tale funzione può approssimativamente essere rappresentata da un'iperbole asintotica rispetto a due rette normali, ciascuna parallela ad uno degli assi coordinati del diagramma $\mu/R_i = f\ (v_g)$. La tensione v_g di griglia è a sua volta, nel caso attuale, funzione del livello x di entrata delle correnti di bassa frequenza. In definitiva il corrispondente livello y di uscita dall'amplificatore *A*, risulta funzione del livello x di entrata, secondo il diagramma rappresentato nella fig. 2. La larga parte pianeggiante della curva, ed il suo successivo rapido abbassarsi col crescere di x, dimostrano come il sistema soddisfi bene alle condizioni proposte. Il circuito dovrà essere regolato in modo da farlo funzionare sulla sommità della caratteristica $y = f\ (x)$, assoggettando contemporaneamente il trasmettitore ad una modulazione relativamente profonda: ciò si ottiene opportunamente col variare gli elementi 3, 4, 5 (fig. 1). Le successive regolazioni che dovessero essere effettuate durante la trasmissione, vengono affidate all'attenuatore variabile 2.

Il circuito 6 permette di modificare la costante di tempo del circuito in cui si risentono gli effetti delle variazioni del livello di entrata. Anche questa costante potrà essere regolata nel modo più conveniente variando la resistenza derivata sul condensatore. *M. S.*

Sistema ricevente di segnali televisivi.

Brevetto italiano n. 310984 (American Television Lab. Inc., Hollywood). - Patente dal 19-4-1932. - Pubblicato il 16-9-1933. - Diritto di priorità dal 24-4-1931 (L. de Forest, S. U. A.).

I sistemi di ricezione televisiva finora impiegati non consentono in generale l'immediata visione su uno schermo grande da parte di un numeroso pubblico, e ciò perchè i noti sistemi di ricomposi-

zione dell'immagine impongono una notevole limitazione dell'intensità luminosa delle immagini ricevute.

Ad ovviare a questo inconveniente si propone un sistema del tutto nuovo, consistente nel modificare, per mezzo degli impulsi televisivi ricevuti, l'opacità uniforme di una pellicola cinematografica, ricavando così le immagini, le quali vengono poi proiettate, per mezzo di un normale proiettore cinematografico, in un tempo immediatamente successivo alla loro formazione.

La pellicola, prima di essere «esplorata», viene trattata con un procedimento qualsiasi, atto a ricoprirla di uno strato uniformemente opaco: può servire allo scopo, ad esempio, un'emulsione normale fotografica uniformemente esposta alla luce, oppure il deposito — sulla pellicola — di uno strato uniforme di pigmento grafitato o di analoga materia. La pellicola 1 (fig. 1) così preparata, viene fatta

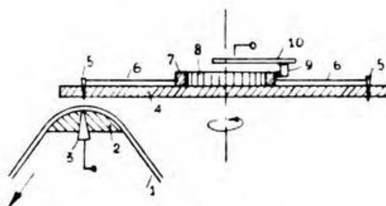


Fig. 1.

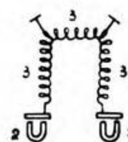


Fig. 2.

scorrere a velocità uniforme sopra un blocco isolante 2, in modo da presentarla fra una delle punte metalliche 5 (portate da un disco di esplorazione 4, costituito di materiale isolante) e la striscia metallica 3 incorporata nel blocco isolante 2. Le punte 5 sono disposte alla periferia del disco 4 in modo tale che la distanza secondo l'arco, fra due punte consecutive, sia esattamente uguale alla larghezza della pellicola. I movimenti di avanzamento della pellicola e di rotazione del disco sono naturalmente regolati in perfetto sincronismo con la velocità di trasmissione dell'immagine, e ciò per mezzo di uno dei qualsiasi noti sistemi di sincronizzazione. Le punte 5 sono metallicamente connesse, per mezzo delle giunzioni 6, alle lamine 7 di un normale collettore circolare 8, solidale col disco di esplorazione 4. Per mezzo di una spazzola 9, portata da un braccio metallico 10 la cui posizione può essere regolata durante la messa in fase, fra le punte 5 e la striscia 3 viene applicata una tensione oscillante ad alta frequenza ottenuta per mezzo di un normale oscillatore locale. L'ampiezza delle oscillazioni viene modulata dai segnali televisivi ricevuti, le cui intensità sono a loro volta funzione dell'intensità luminosa delle immagini puntiformi trasmesse. Il campo elettromagnetico suscitato fra la punta e la striscia modifica più o meno — a seconda della sua intensità — l'opacità della pellicola, per un complesso di azioni termiche, chimiche ed elettromagnetiche. La pellicola che abbandona il blocco 2 viene allora portata immediatamente nel campo di un normale proiettore cinematografico.

Qualora non si desideri conservare le immagini ricevute, è sufficiente l'uso di una pellicola corta a nastro continuo; dopo la proiezione il nastro attraversa un bagno adatto, che cancella le immagini, e subito dopo attraversa il dispositivo che rende la pellicola uniformemente opaca.

Se la trasmissione televisiva è accompagnata da segnali acustici riprodotti con segni fotografici sul margine della pellicola, si fa attraversare quest'ultima da un secondo fascio luminoso, che, incidendo su una cellula fotoelettrica, determina il comando di un normale dispositivo di riproduzione sonora. Se invece l'accompagnamento sonoro è affidato ad un altro collegamento per fili o senza fili, un secondo ricevitore dà direttamente la riproduzione sonora.

Talora l'accompagnamento sonoro è anticipato rispetto alla trasmissione delle immagini: occorre in tal caso munire gli stadi di bassa frequenza del ricevitore di organi ritardatori, ad esempio di linee elettriche artificiali di ritardo. Nel brevetto in esame, viene anche proposto l'uso di un sistema meccanico ritardatore che si è dimostrato molto efficace. Come risulta dalla fig. 2, gli equipaggi mobili di un riproduttore 1 di suono e di un apparecchio 2 di presa sonora vengono collegati meccanicamente per mezzo di un sistema elastico, costituito da un filo 3 avvolto a spirale. Le oscillazioni del primo equipaggio mobile, comandato dalle basse frequenze fornite dal ricevitore, si trasmettono con un certo ritardo di tempo e con grande fedeltà all'equipaggio mobile dell'apparecchio di presa, il quale genera nuovamente le basse frequenze destinate ad azionare l'altoparlante finale.

M. S.

— NUOVI APPARECCHI —

Dispositivi di prova della velocità dei dischi combinatori e dispositivo di autochiamata

(adottati dalla Società Telefonica Tirrena).

LUCA ANTONIO ZANNI

I principali difetti che possono presentare i dischi combinatori sono: velocità irregolare e rapporto di durata e di intervallo degli impulsi disuniforme. L'irregolarità che più interessa è però la prima, inquantochè il rapporto degli impulsi, quando la velocità sia regolata, rientra facilmente nei limiti di tolleranza, che sono assai larghi, data la costruzione dei dischi stessi.

I rimanenti difetti dei dischi (soprattutto i cattivi contatti) possono essere facilmente rilevati con una semplice ispezione e quindi anche agevolmente eliminati.

Un apparecchio adottato per controllare la velocità dei dischi è basato sull'uso di un pendolo, corredato in modo che nella posizione di riposo l'asta pendolare viene trattenuta da un magnete spostata di circa trenta gradi dalla verticale. All'inizio della serie completa di 10 impulsi, corrispondente alla cifra 0, il circuito del magnete viene interrotto ed il pendolo inizia il proprio moto oscillatorio. L'asta è provvista di una spazzola, la quale nella corsa dell'oscillazione striscia su un banco di contatti opportunamente disposto sopra un settore circolare. Tali contatti fanno capo a diversi relè di segnalazione collegati ad una batteria di alimentazione; l'altro capo di questa è invece connesso alla spazzola, attraverso il contatto di un relè ritardato, che si mantiene attratto durante la serie degli impulsi, ma entra in funzione quando la serie viene ultimata, dando così origine all'attrazione del relè collegato col contatto del banco che in quell'istante si trova in circuito con la spazzola. I predetti relè servono ad inviare all'apparecchiatore tre diversi toni, che indicano se la velocità del disco sia normale, eccessiva o ridotta.

Le fig. 1 e 2 danno un'idea del pendolo e del circuito elettrico usato. Il magnete *M*, attivato ad intervalli per ricuperare le perdite dovute agli attriti, garantisce, quali che siano le manovre compiute, il ritorno del pendolo alla posizione iniziale di riposo.

Per il funzionamento del sistema, l'apparecchiatore forma il numero stabilito per collegarsi al pendolo e blocca il dispositivo per il circuito: terra dal selettore di linea, filo *c*, relè *C*, batteria. Il relè *C* attrae e prepara con c''' il circuito di tenuta dei relè I, II, III di segnalazione.

Per il controllo degli impulsi l'apparecchiatore forma la cifra 0 con l'apparato da controllare, che può essere quello di un abbonato qualunque, e gli impulsi del disco ritrasmessi dal I selettore di

gruppo con altrettanti impulsi di terra nel filo *a* provocano l'attrazione del relè *A* che segue il ritmo degli impulsi medesimi. Alla prima attrazione di *A*, il relè *B* attrae; esso è lento a rilasciare e rimane attratto per tutta la serie di impulsi. Per il contatto *b'* si interrompe il circuito del magnete *M* di tenuta della massa pendolare

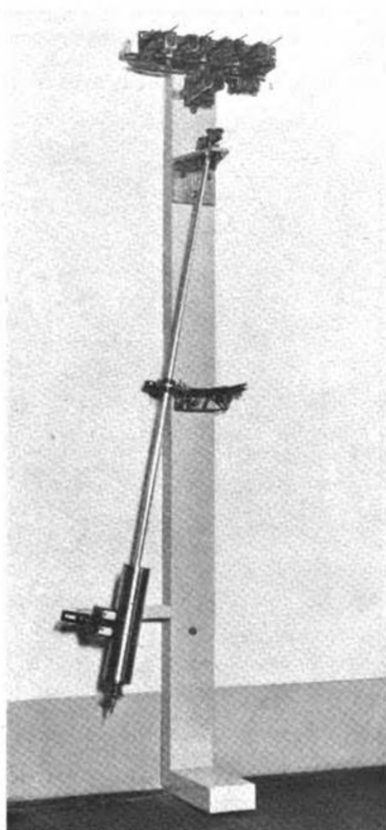


Fig. 1. — Pendolo per la prova della velocità dei dischi combinatori.

e quindi il pendolo inizia il movimento di oscillazione. Per *b'''* si eccita il relè *E* il quale interrompe con *e'''* la terra della spazzola dell'asta.

Al termine della serie degli impulsi il relè *B*, per la caduta di *A*, rilascia e fa tornare a riposo anche *E*. Il contatto *e'''* porta terra sulla spazzola e quindi si attiva quel relè che è connesso al banco di contatto su cui si trova la spazzola stessa. Contemporaneamente si chiude il circuito di *M* per la tenuta del pendolo al ritorno della corsa. Il relè di segnalazione, che ha attratto, interrompe gli altri

due, si mantiene per proprio contatto e inserisce sul filo *a* il tono corrispondente. Il contatto *a'''* inserito in serie nel circuito di tenuta serve a liberare il relè stesso qualora si ripetano gli impulsi.

Rimettendo a posto il ricevitore, tutto torna a riposo.

Il dispositivo di ricupero funziona come segue. La spazzola, arrivando verso la fine della corsa di andata, fa attrarre il relè V che si mantiene per un proprio contatto ed attraverso il contatto di riposo del relè IV prepara il circuito per quest'ultimo relè. Ritornando verso la posizione di riposo, ad un certo punto del settore, la spazzola chiude il circuito di terra sul relè IV. Questo, che è molto ritardato, mette a riposo il relè V ed invia un impulso prolun-

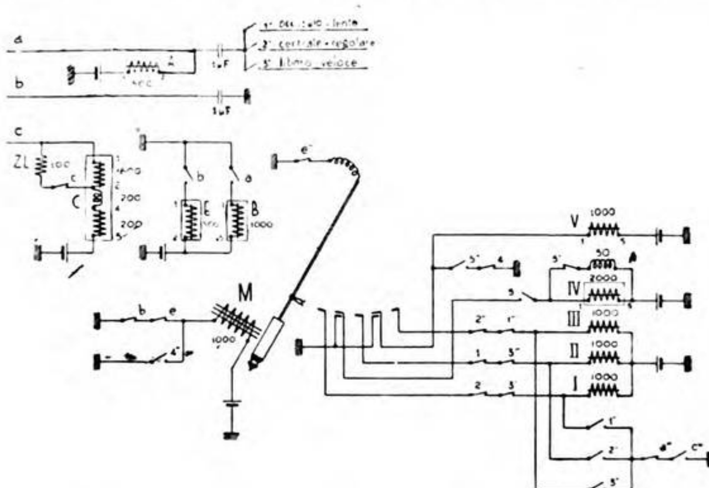


Fig. 2. — Schema del circuito del dispositivo a pendolo.

gato di terra al magnete *M*, che attira e fa sostare il pendolo per qualche istante in posizione di riposo. L'oscillazione riprende poi ad effettuarsi e continuerà finchè il relè *B* rimane attratto.

L'apparato sopra descritto è basato sull'uso di un pendolo che garantisce una notevole esattezza nella misura del tempo; ma anche un altro dispositivo è stato costruito dalla TETI, utilizzando invece semplici selettori passo a passo, che vengono regolati cronometricamente in maniera abbastanza precisa per rispondere alle esigenze del caso: anche di questo dispositivo può riuscire opportuno qualche cenno (fig. 3).

La taratura dell'apparato è ottenuta mediante un combinatore dei numeri che trasmette esattamente 10 impulsi nel tempo di 11/10 di secondo. Viene poi dato avviso, mediante un segnale acustico, delle eventuali irregolarità, sia per l'errore nel numero degli impulsi trasmessi (di 1 su 10 normali), sia per la durata degli impulsi (di $\pm 2''/10$, sugli $11''/10$ normali).

La durata dei segnali fonici che denunciano le irregolarità nella formazione del numero è limitata a circa 6'', dopo i quali si udirà di nuovo il segnale di libero e l'apparato sarà pronto per un successivo controllo riformando la cifra di prova.

Lo schema della fig. 4 dà un'idea del circuito adottato; la sua minuta descrizione non presenta in questa sede uno speciale interesse.

Poichè le prove normalmente necessarie per il buon funzionamento degli apparecchi di abbonato comprendono altresì il controllo delle suonerie, la TETI ha anche provveduto a fornire i suoi im-

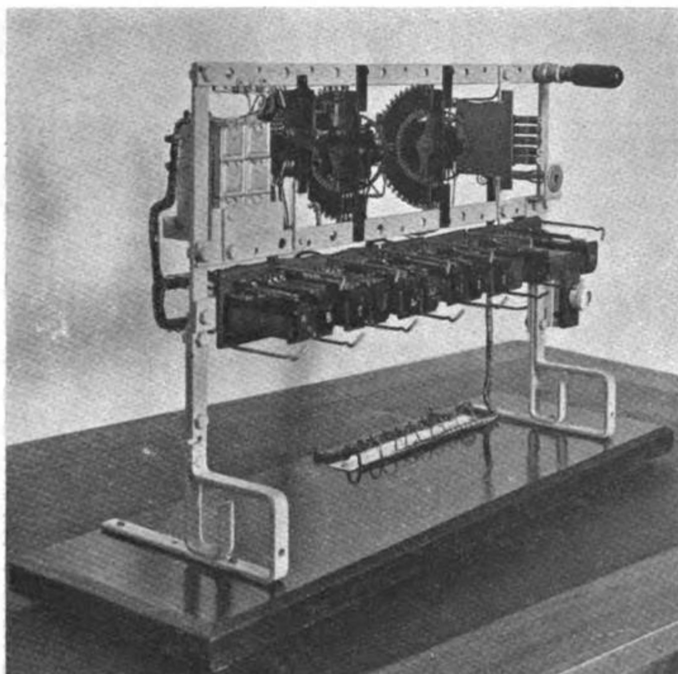


Fig. 3. — Dispositivo a selettori per la regolazione della velocità dei dischi combinatori.

pianti di un dispositivo (fig. 5) per cui l'apparecchiatore, stando presso l'abbonato, può farsi pervenire l'ordinario segnale di chiamata dalla centrale, e con questo verificare se la suoneria dell'apparecchio funzioni normalmente.

A tale scopo l'apparecchiatore forma il numero stabilito per raggiungere il dispositivo di chiamata e con ciò avviene il blocco per il circuito che lo collega all'apparato centrale: successivamente forma il proprio numero ed attende il segnale di via libera. Questo segnale può pervenirgli solamente se non sono stati commessi errori nella formazione del numero, evitandosi così un inutile disturbo ad altri abbonati. Cessato il segnale di via libera e riattaccato il ricevitore, la chiamata che giunge dall'apparato centrale permette di controllare il buon funzionamento della suoneria. Per rimettere tutto in condizioni di normale funzionamento è sufficiente alzare il ricevitore.

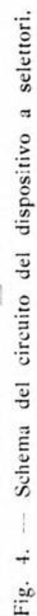


Fig. 4. — Schema del circuito del dispositivo a selettori.

Negli impianti automatici sprovvisti dei dispositivi descritti, per verificare il disco o la suoneria dell'apparecchio di un abbonato,

oltre all'apparecchiatore è necessaria una seconda persona nella centrale a cui l'apparecchio è collegato. Con l'adozione dei nuovi di-

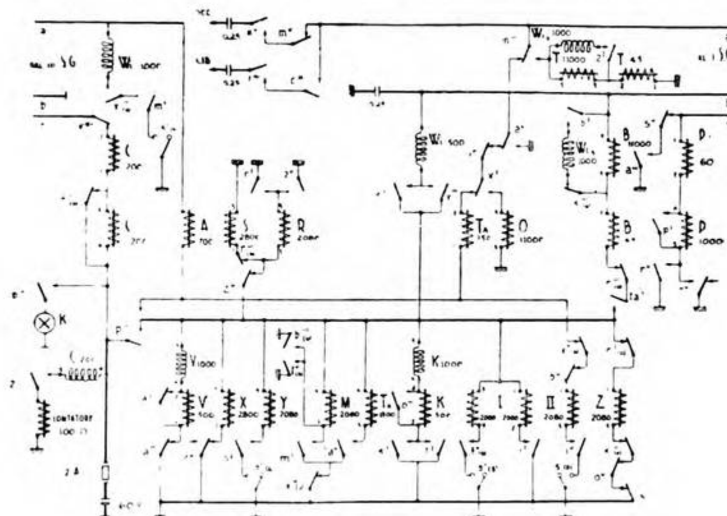


Fig. 5. — Schema del traslatore per autochiamata.

spositivi, l'apparecchiatore che si trova presso l'abbonato, è messo in grado di eseguire le prove senza l'intervento di altro personale. Questa autonomia ha in pratica un valore notevole.

-- INFORMAZIONI E NOTIZIE --

Corso di Acustica architettonica. — La Scuola Elettrotecnica G. Ferraris del R. Istituto Superiore d'Ingegneria di Torino comunica:

A cominciare dal 27 febbraio il dott. prof. G. Sacerdote terrà un corso di Acustica architettonica.

Verranno trattati i seguenti argomenti:

27 febbraio - 1°) Generalità e richiami di acustica.
6 marzo - 2°) Ricevitori, trasmettitori, generatori, riproduttori del suono.
13 marzo - 3°) Assorbimento del suono, materiali assorbenti.
20 marzo - 4°) Misura dell'assorbimento sonoro.
27 marzo - 5°) Tempo di riverberazione, eco, interferenza.
8 maggio - 6°) Misura del tempo di riverberazione.
15 maggio - 7°) Acustica dei teatri e degli auditorii.
22 maggio - 8°) Acustica delle abitazioni, delle chiese, dei teatri all'aperto e delle sale cinematografiche.
29 maggio - 9°) L'isolamento acustico e la difesa contro i rumori.
5 giugno - 10°) La musica riprodotta e la musica elettrica.

Le lezioni saranno tenute presso la Scuola G. Ferraris, dalle ore 18 alle 19, salvo avviso contrario che sarà tempestivamente comunicato.

Il Direttore: G. VALLAURI.

*

Concorso internazionale al premio « Augusto Righi ». — E' aperto il concorso per il conferimento del premio triennale « Augusto Righi » per le scienze fisiche, istituito da apposita fondazione, l'amministrazione della quale è commessa alla R. Accademia delle Scienze dell'Istituto di Bologna e per essa alla sua Classe di Scienze Fisiche.

Al concorso può aspirare chi ha compiuto opere notevoli, in Italia o fuori, nel campo delle scienze fisiche pure od applicate, durante il triennio solare precedente all'apertura del concorso (ossia per il presente concorso durante il triennio 1931-33).

L'ammontare del premio è questa volta di circa lire ottomila.

Il concorso sarà chiuso entro il 30 aprile 1934-XII.

Le domande di concorso dovranno essere indirizzate e pervenire, entro il termine stabilito sopra, al Segretario della suddetta Classe di Scienze Fisiche della R. Accademia delle Scienze dell'Istituto di Bologna (via Zamboni 33).

Potranno altresì i membri della stessa Classe, segnalare per iscritto autori italiani o stranieri degni del conferimento del premio, anche se questi non abbiano presentato domanda di concorso. Tali segnalazioni o proposte vanno fatte dentro lo stesso periodo di tempo.

*

La situazione telefonica dell'Italia. — Dalla consueta statistica annuale pubblicata dalla « American Telephone and Telegraph Co. » sulla situazione telefonica di tutto il mondo risultano alcune interessanti notizie circa la posizione occupata dall'Italia nel sistema telefonico mondiale. Esse vengono qui riportate (nonostante alcune lievi discrepanze rispetto a dati di altra fonte) come figurano nella statistica originale, che si riferisce al 1931 ma è aggiornata per talune voci al 30 giugno 1932, per altre al 31 dicembre dello stesso anno.

Il numero dei posti telefonici esistenti nel mondo era alla fine del 1931 di 35.057.669 con una diminuzione di 279.000 unità, cioè del 0,8 %, rispetto alla stessa data del 1930. Questo indice, che mostra come si sia troncata la continua ascesa dei telefoni nel periodo precedente (il massimo si ebbe nel 1929 con un aumento di 6.800.000 unità), è significativo e grave, sopra tutto quando si tenga conto della scarsa saturazione telefonica che presenta tuttora la terra.

Nei soli S. U. A. si ebbe nel 1931 una diminuzione di 511.000 abbonati, e di 135.000 nella Germania, cosicchè l'insieme degli altri stati ha segnato in realtà un aumento atto a compensare parte delle perdite. Tra questi paesi l'Italia è da segnalare come uno di quelli che hanno avuto un maggiore incremento nel numero degli apparecchi telefonici; e ciò risulta dalla seguente tabella:

Variazione percentuale nel numero degli apparecchi telefonici durante il 1932.

Belgio	+ 0,18	Olanda	+ 2,2
Francia	+ 5,2	Russia	+ 20,5
Germania	— 4,9	Spagna	+ 11,7
Inghilterra	+ 4,0	Svezia	+ 3,1
Italia	+ 9,3	Svizzera	+ 6,8.

Le cifre più alte, competenti alla Russia ed alla Spagna, dipendono da nuovi centri telefonici entrati in funzione durante l'esercizio in esame.

Per quel che riguarda il nostro paese, l'indice riportato significa sì che siamo ancora lungi dallo stato di saturazione telefonica, ma anche che l'azione di propaganda delle società concessionarie è stata così attiva ed efficace da compensare, con una maggiore penetrazione nell'ambito della telefonia tra privati, la diminuzione dei telefoni presso le ditte colpite dalla crisi economica mondiale.

Quanto al numero totale degli apparecchi telefonici, l'Italia occupa il sesto posto nella graduatoria delle nazioni europee, con 481.167 apparecchi al 30 giugno 1932, contro 440.392 alla stessa data del 1931. La nazione europea che ne possiede il maggior numero è la Germania, con 3.000.000 circa.

Un indice più interessante che non il numero assoluto degli apparecchi è quello della densità telefonica riferita all'unità di superficie ovvero all'unità di popolazione.

L'Italia occupa il dodicesimo posto (con l'indice 1,6) fra le nazioni europee, se ci si riferisce al numero di apparecchi per ogni kilometro quadrato di superficie, ed è preceduta immediatamente dalla Francia con 2,2 apparecchi, mentre le maggiori densità competono al Territorio della Saar, allo Stato libero di Danzica, al Belgio ed all'Olanda, cioè ai paesi di minore superficie; per la Germania questa densità risulta di 6,3. Il basso indice relativo all'Italia segnala che

si può attendere ancora un notevole incremento telefonico, tenuto conto della relativamente alta densità di popolazione.

L'indice telefonico riferito alla popolazione porta l'Italia al diciottesimo posto, con 1,2 abbonati per 100 abitanti; tiene la testa la Danimarca con 10 abbonati, mentre la Francia e la Germania hanno 3 e 4,5 abbonati rispettivamente. Anche questo paragone stabilisce che il telefono può avere un ulteriore sviluppo in Italia, particolarmente se si tien conto delle crescenti esigenze di comodità di vita.

Per quanto riguarda il traffico telefonico, risulta che il numero delle conversazioni telefoniche urbane per ogni abbonato è massimo per la Jugoslavia con 3136 telefonate all'anno, e minimo per l'Olanda con 297 telefonate; per l'Italia manca questo accertamento. In generale i paesi a maggiore densità telefonica presentano naturalmente un minore numero di comunicazioni per apparecchio; fanno eccezione alcuni stati dove l'uso del telefono si è diffuso in modo eccezionale, come la Svezia e la Norvegia, nelle quali si hanno circa 1400 conversazioni annuali per apparecchio.

Il numero delle conversazioni telefoniche interurbane è stato in Italia, nell'esercizio giugno 1931-giugno 1932, di 28.945.000, con aumento del 5,8 % rispetto all'esercizio precedente; il numero stesso, riferito a quello degli abbonati, era di 65 per il 1931 ed è stato di 63 per il 1932. L'Italia occupa a questo riguardo il ventesimo posto, laddove il primo è tenuto dal Lussemburgo con 293 (indice elevatissimo che dipende dalle condizioni di questo piccolo stato) e la Germania e la Francia hanno rispettivamente 78 e 161 comunicazioni telefoniche annue a lunga distanza per ogni abbonato. Il numero di tali comunicazioni riferito ad ogni abitante è per l'Italia, che occupa il diciottesimo posto, di 0,74 nel 1932 contro 0,69 nell'anno precedente, con un incremento singolare rispetto alla quasi totalità degli altri stati che segnalano diminuzioni.

Per le comunicazioni dirette all'estero l'Italia, pure occupando ancora il quindicesimo posto nell'elenco degli stati europei, è passata da 4,2 nel 1931 a 4,7 nel 1932 per la percentuale di queste comunicazioni rispetto alla totalità delle comunicazioni interurbane. Delle comunicazioni telefoniche dirette all'estero il 39,2 % è con la Svizzera, il 15,9 % con la Francia.

Da tutti questi indici risulta come l'Italia nel presente periodo di crisi abbia nel campo telefonico non solo mantenuto le proprie posizioni, ma abbia anzi progredito, sia pure di poco. Risulta altresì come essa sia ancora lungi dalla saturazione e come alle società telefoniche rimanga aperto un promettente campo di azione per l'incremento dei loro impianti.

Possono infine riuscire interessanti alcune cifre relative a questi ultimi.

L'Italia che possiede ora l'1,26 % degli apparecchi telefonici di tutto il mondo, e circa 1 apparecchio ogni 100 abitanti, ha avuto nel 1931 un incremento in tale numero del 15,3 %.

Per quanto riguarda gli apparecchi telefonici installati nelle grandi città alla fine del 1931, Milano avrebbe 7,4 telefoni per 100 abitanti, laddove San Francisco ne conterebbe 40,2, Stoccolma 31,2 e Parigi 13,4.

Dei 481.167 apparecchi telefonici funzionanti in Italia al 30 giugno 1932 erano automatizzati l'80 %, percentuale questa superiore a quella di ogni altro stato europeo ed americano (fatta eccezione della Città di Danzica e della Turchia, che hanno eseguito in questi ultimi tempi i loro impianti telefonici di scarsa entità).

La rete telefonica italiana risultava al 30 giugno 1931 di 1.846.400

kilometri di coppie, il che corrisponde a 4,32 km per 100 abitanti. Il massimo sviluppo percentuale è stato raggiunto dalla Svezia con l'indice 49,76; seguono la Danimarca e la Svizzera.

Se si considerano le distanze tra gli estremi dei tronchi, la lunghezza complessiva della rete telefonica italiana è di 275.743 km e di questi 156.649, cioè circa il 57 %, sono in cavi con incremento del 30 % rispetto all'esercizio precedente; l'Italia possiede il più lungo collegamento telefonico in cavo sottomarino (250 km, tra il Continente e la Sardegna) ed ha un complesso di tali cavi per 338 km.

La rete telefonica interurbana al 30 giugno 1932 aveva uno sviluppo di 5650 km contro i 4157 corrispondenti alla stessa data dell'anno precedente, con un incremento del 36,6 %. *e. s.*

*

Impiego delle onde corte nell'aviazione civile [1]. — Con lo svilupparsi dei grandi servizi aerei commerciali si sono manifestate sempre più chiaramente le complesse difficoltà, che intervengono nella organizzazione del servizio delle radiocomunicazioni per linee aeree di lungo corso, quando non esistano apposite stazioni aeronautiche a terra in tutti i territori sorvolati, ed il loro impianto o non sia autorizzato o sia praticamente impedito da ostacoli politici, tecnici od economici.

D'altra parte, per ovvie ragioni, non può essere consentita sui velivoli libertà di aumento di peso, quale sarebbe richiesto per accrescere la portata delle stazioni di bordo funzionanti con l'onda media di 333 kHz ($\lambda = 900$ m), che è l'unica onda media concessa dalle convenzioni internazionali come onda normale per gli aeromobili.

L'applicazione delle onde corte offre la miglior soluzione del problema, poichè consente le più favorevoli possibilità di ampie portate con limitata potenza. Per ciò le onde corte vanno considerate come fattore di notevole importanza per lo sviluppo dei grandi servizi di navigazione aerea.

Ma talune gamme di onde corte presentano il noto inconveniente delle zone di silenzio. Per ovviare ad esso occorre essenzialmente uniformare i principi organizzativi pratici ai risultati delle cognizioni scientifiche acquisite, e rinunciare quindi a regolare l'uso delle onde corte con taluni dei criteri tradizionali, seguiti finora per le onde medie. Più precisamente, se nella gamma delle onde medie e lunghe è possibile fissare un'unica frequenza normale per le stazioni di bordo di tutti i velivoli e per le stazioni corrispondenti a terra (quella di 333 kHz, come si è detto), se è possibile disciplinare le radiocomunicazioni per sezione di rotta — o maglia di rete, come suol dirsi — in obbedienza alle prescrizioni del regolamento internazionale, se è possibile considerare isolatamente il servizio delle singole stazioni, tutti codesti criteri vanno radicalmente riveduti nel caso delle onde corte, perchè non si adattano al comportamento di queste e non consentono di sfruttare i vantaggi peculiari che esse offrono.

Ne consegue:

a) che bisogna lasciare a ciascuna linea aerea di lungo corso una certa latitudine, entro limiti ragionevoli, per la scelta dell'onda

[1] Notizie desunte da un rapporto dell'ing. L. Acampora, direttore della Società di Navigazione Aerea per il Mediterraneo Orientale.

corta di migliore rendimento nelle sue condizioni di esercizio, e la facoltà di servirsi di qualche altra frequenza sussidiaria (ad esempio, per le ore notturne);

b) che bisogna adottare un sistema di ascolto multiplo, in luogo dell'ascolto detto per maglia di rete;

c) che bisogna sempre considerare il servizio nel suo insieme, almeno per le tappe di ogni giornata, eventualmente di più linee, e ciò in coordinazione con l'ascolto multiplo.

Sul punto *a*), conoscendosi le caratteristiche delle onde corte, sarebbe superfluo intrattenersi; e quanto al punto *b*), è stata la pratica esperienza sulle linee aeree italiane del Mediterraneo orientale, che ha additato la somma utilità dell'« ascolto multiplo ».

Per chiarire quest'ultimo, riferendoci alla trasmittente di bordo di un velivolo, possiamo ammettere che la intersezione con la superficie terrestre dell'eventuale zona di silenzio, originata dalle sue irradiazioni di onde corte, sia una corona circolare — più o meno deformata — la quale si sposti seguendo il moto del velivolo. Se il valore della frequenza è stato scelto giudiziosamente, l'estensione della corona circolare sarà piuttosto limitata (se non addirittura nulla), e al di qua e al di là di essa la captazione dei segnali del velivolo non subirà, normalmente, disturbi rilevanti. Di conseguenza, tenendo conto dello spostamento della zona di silenzio, si ha la possibilità di distribuire le stazioni della rete in posizioni tali, che qualcuna di esse si trovi sempre fuori della zona stessa di silenzio, mobile insieme col velivolo.

Naturalmente, occorre tenere conto anche della zona di silenzio inerente alla trasmissione di ciascuna stazione a terra; ma in definitiva la pratica ha mostrato che, tenendo in ascolto un paio di stazioni in più di quella della maglia di rete, si riesce a garantire la continuità delle radiocomunicazioni nonostante le zone di silenzio.

Da tutto ciò deriva inoltre, che l'organizzazione delle radiocomunicazioni, di cui trattasi, va considerata per forza nel suo insieme, almeno per le tappe di ogni giornata, come si è detto nel punto *c*), ed eventualmente per più linee: l'esiguità dei mezzi richiesti dall'impianto di una stazione ad onda corta rende relativamente poco onerosa l'attuazione del sistema dell'ascolto multiplo, ed un razionale ordinamento di reciproca consultazione fra le stazioni a terra rende rapidissimo l'accertamento della via da seguire per mantenere ininterrotta la corrispondenza con il velivolo, tanto più se si raccolgono metodicamente i risultati della quotidiana esperienza.

L'Italia è stata fra le prime nazioni che hanno introdotto l'impiego delle onde corte nelle radiocomunicazioni per la navigazione aerea, com'è attestato dalla presenza della ben nota stazione ad onde corte del dirigibile « Italia » nella spedizione polare del 1928, e da altre applicazioni di quell'anno.

Sin dal luglio 1928 si erano anche iniziati gli esperimenti di radiocomunicazioni con onde corte sulle linee aeree italiane del Mediterraneo orientale, gestite dalla Società Aero Espresso Italiana; e l'11 ottobre 1928 — dopo una serie di molteplici prove — si attuava per la prima volta durante un intero viaggio la corrispondenza radiotelegrafica ininterrotta fra l'idrovolante di nominativo « I-AZDM » e le stazioni fisse della linea. L'onda prescelta era quella di 7000 kHz (43 m) [modificata poi in 6500 kHz (46 m circa) per motivi di regolamentazione internazionale], la potenza di alimentazione era circa 18 watt e si faceva uso di uno stabilizzatore a quarzo, inserito direttamente nel circuito oscillatorio principale: il risultato fu supe-

riore alle previsioni, perchè la portata delle stazioni adottate rispose pienamente alle esigenze dell'esercizio, consentendo di corrispondere fino alla distanza Roma-Istanbul (circa 1500 km) senza che si avessero nè zone di silenzio nè affievolimenti (*fading*) durante l'orario dei voli.

Se non che, nel 1930 cominciarono a rivelarsi casi tipici di zone di silenzio. Fu escogitato allora, da parte dell'Aero Espresso, il metodo dell'ascolto multiplo, di cui si è fatta già menzione, e che ha dato fino ad oggi eccellenti risultati pratici. Questi potranno ancora essere migliorati mediante un'opportuna cooperazione con le stazioni fisse di altre linee, che risultano nella portata delle stazioni di bordo (ad esempio, la stazione di Burgas in Bulgaria, esercita dall'« Air France » per la linea Parigi-Istanbul, e che è entrata varie volte in corrispondenza con i velivoli italiani in Egeo). Nè furono trascurate nuove prove, nell'intento di perfezionare sempre più il servizio: fra l'altro, nel 1932, dopo avere provato le onde di 4000 kHz (75 m) e di 5500 kHz (54 m), si esperimentò insistentemente l'onda di 4680 kHz (64 m), prima mediante comunicazioni scambiate con una stazione installata su di un idrovolante, e poi impiantando la medesima stazione sul piroscafo « Mairy », allo scopo di intensificare e ripetere più agevolmente le prove sul tratto di Mare Egeo fra Capo Colonne e Mitilene, zona ove si ritiene più vivo il bisogno di assistenza radiotelegrafica al volo.

Circa sei mesi di esperimenti mostrarono l'assenza di zone di silenzio per le trasmissioni su onda di 4680 kHz (64 m), come già si era avuto nel 1928-1929 per l'onda di 7000 kHz (43 m), ed una portata un poco minore che con questa seconda, compensata largamente dalla possibilità di corrispondere nelle ore serali e mattutine (possibilità non concessa da quest'ultima) ed anche durante la notte; ma un inconveniente assai grave dovette rilevarsi, e cioè un rapido affievolimento dei segnali nelle ore di mezzodì, affievolimento che si accentuava nelle trasmissioni eseguite dal livello del mare (piroscafo « Mairy »). Tale ultima osservazione fu l'argomento decisivo contro l'adozione dell'onda di 4680 kHz, perchè in caso di ammaraggio forzato in Egeo nelle ore di mezzogiorno sarebbe mancata la possibilità delle radiocomunicazioni, proprio nelle circostanze in cui sono più necessarie. Ben vero che su quelle aviolinee l'onda corta è impiegata come ausiliaria dell'onda principale obbligatoria di 333 kHz (900 m) e per tanto, in ogni caso, il suo impiego rappresenta comunque un indiscutibile vantaggio; ma per i fini della sicurezza questo vantaggio è da considerarsi una necessità in alcune circostanze, perchè l'onda media di 333 kHz, per dare un buon rendimento, esige un aereo filante lungo circa cento metri, e questo deve essere però ritirato sia in ammaraggio, sia — per precauzione — quando si va incontro a zone temporalesche; viceversa l'onda corta non esige un simile aereo filante perchè basta un'appropriata antenna fissa per ottenere un rendimento ottimo.

Tutto considerato, quindi, si riconobbe la convenienza di conservare l'onda di 7000 kHz (43 m) per le radiocomunicazioni fra velivoli e stazioni fisse, e di adottare quella di 4680 kHz (64 m) solamente per la corrispondenza di traffico e di meteorologia — anch'essa importante — nelle ore del mattino e della sera, ed eventualmente di notte, cioè nelle ore in cui l'altra non rende.

L'insieme di questa organizzazione nel Mediterraneo orientale ha superato una prova assai notevole nel luglio 1933, quando, per circostanze eccezionali, le stazioni della rete dovettero prestare un intenso servizio continuato, di giorno e di notte, per più di una set-

timana, e le due onde di 7000 e di 4680 kHz consentirono ininterrottamente ed inappuntabilmente la corrispondenza con gli idrovolanti in volo, con gli aeroporti e coi mezzi navali, il tutto sotto controllo della stazione di Roma.

Del resto, la stima che si è guadagnata questa organizzazione italiana è dimostrata dal fatto, che un governo estero le affida normalmente, da anni, un servizio di marconigrammi per il pubblico sul suo territorio; e la compagnia, d'altra parte, è stata la prima in Europa ad attuare un servizio di marconigrammi da bordo, a disposizione gratuita dei viaggiatori che usufruiscono dei suoi idrovolanti.

Ricordati così gli ottimi servizi che hanno reso e rendono le onde corte su alcune fra le più importanti aviolinee intercontinentali, giova rilevare quanto sia stato opportuno il voto emesso dalla recente Conferenza europea degli esperti di radiocomunicazioni per l'aeronautica (Parigi, 28-29 novembre 1933), affinchè si rendano noti i risultati ottenuti su tutte le aviolinee, che hanno adoperato le onde corte; e ciò allo scopo di includere nell'ordine del giorno della prossima Conferenza europea del 1934 la « estensione della utilizzazione delle onde corte nei servizi aerei ».

Appaiono infine efficaci le seguenti conclusioni:

1°) ammesso che alle linee aeree compete una propria esclusiva rete radiotelegrafica, ai fini della sicurezza delle vite umane affidate al nuovo mezzo di trasporto, il conseguimento dello scopo è grandemente agevolato dall'uso delle onde corte;

2°) l'impiego delle onde corte risponde alla legge del minimo mezzo dal punto di vista economico dei trasporti aerei (che è uno dei fattori essenziali per il loro progresso) e dal punto di vista della regolarità (che è condizione indispensabile per la loro affermazione nei confronti dei mezzi di trasporto di superficie);

3°) non esiste la possibilità di fissare uno o due valori di lunghezza d'onda normali per i servizi aeronautici, ma su ogni rotta bisogna ricercare sperimentalmente le frequenze meglio rispondenti alle condizioni della rotta stessa;

4°) si può superare mediante l'ascolto multiplo l'inconveniente delle zone di silenzio;

5°) una ben combinata cooperazione fra più linee può facilitare l'organizzazione delle radiocomunicazioni nell'interesse comune;

6°) non si deve perdere di vista il rapido progresso che gli studi sulla propagazione delle onde elettromagnetiche producono nella tecnica radiotelegrafica; non bisogna perciò fissare rigidi schemi organizzativi per lungo periodo di tempo;

7°) è desiderabile la costituzione di un centro internazionale per la utilizzazione delle onde corte nei servizi aeronautici, con il compito di favorire la utilizzazione stessa raccogliendo e divulgando tutte le informazioni e tutti i risultati sperimentali ottenuti, e facilitando il contatto fra gli enti che vi hanno interesse.

*

Moderni trasmettitori radiofonici tedeschi di grande potenza. — A circa 20 km di distanza dalla città di Lipsia, sorge l'omonima stazione trasmittente (fig. 1), il cui trasmettitore, costruito dalla ditta Lorenz, presenta le seguenti caratteristiche: potenza 120 kW sull'antenna in assenza di modulazione, lunghezza d'onda 390 m, profondità massima di modulazione 70 %. La scelta della località av-

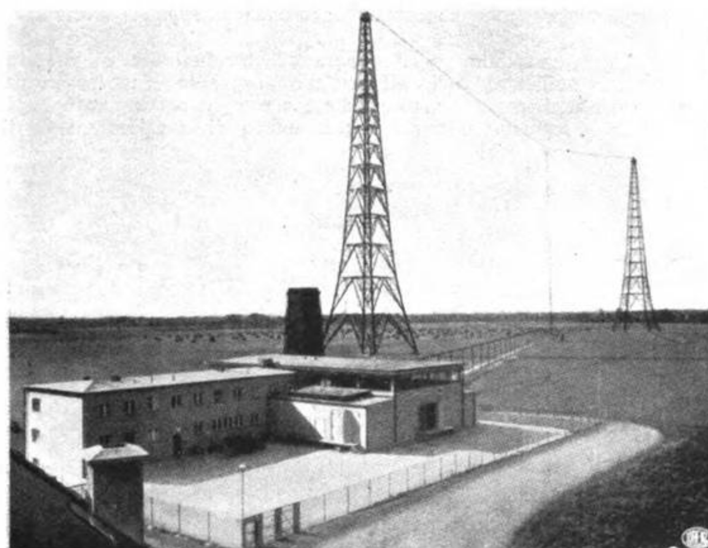


Fig. 1. — Vista d'insieme dell'impianto radiofonico di Lipsia.

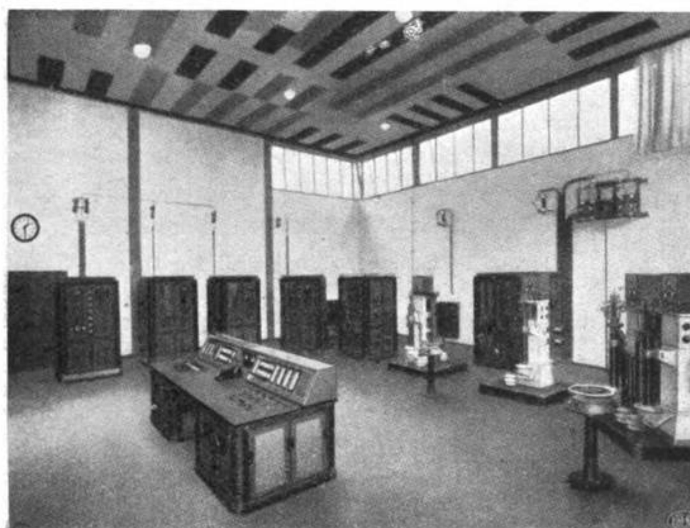


Fig. 2. — Disposizione degli stadi ad alta frequenza del trasmettitore di Lipsia.

venne in seguito a misure di campo elettromagnetico organizzate dal « Reichspostzentralamt » ed eseguite sull'onda di apposita stazioncina mobile.

Una grande stabilità di frequenza del trasmettitore è garantita da un piezooscillatore pilota. Il cristallo di quarzo è messo in un termostato con dispositivo autoregolatore a contatti di mercurio. Se il termostato è regolato in modo che il tempo di riscaldamento e il

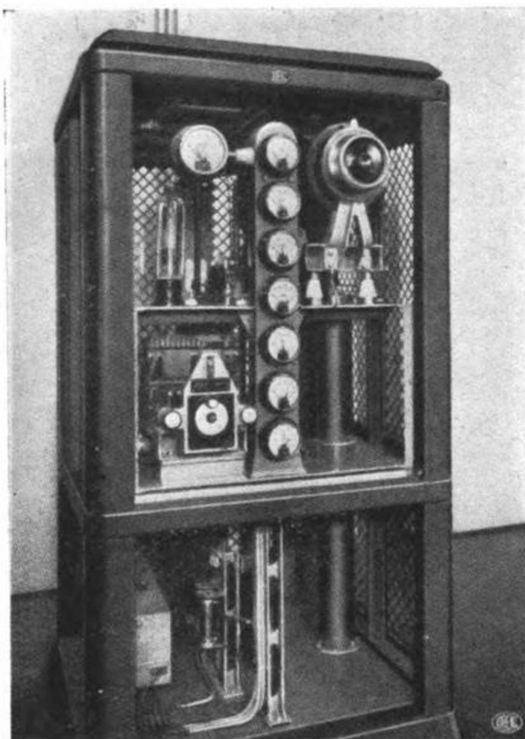


Fig. 3. — Complesso degli stadi I e II.

tempo di raffreddamento siano uguali, esso mantiene la temperatura prescritta con errore dell'ordine di $\pm 0^{\circ},01$, e la costanza di frequenza del quarzo è assicurata a meno di $\pm$ 1 Hz.

La disposizione dei circuiti di alta frequenza rappresenta una soluzione intermedia fra il tipo aperto e il tipo chiuso. I primi due stadi e ciascuno dei successivi formano altrettanti complessi chiusi e separati fra loro, disposti su un semicerchio intorno al banco dei comandi (fig. 2). I conduttori per i collegamenti elettrici fra gli stadi sono disposti sotto il pavimento, sul soffitto della cantina. Ciascun complesso chiuso contiene nella parte inferiore le resistenze di accensione e anodiche; nella parte superiore, tubi, bobine, condensatori. Il complesso dei primi due stadi (fig. 3) contiene inoltre il termostato per il quarzo piezooscillatore.

Gli stadi di potenza, con tubi elettronici a raffreddamento ad acqua, hanno aspetto diverso (fig. 4). I tubi sono esterni, fissati a colonne di sostegno in porcellana, cave, a sezione quadrangolare. Queste colonne, il cui materiale è adatto ad un altissimo isolamento, contengono i conduttori di alimentazione dei filamenti e delle tensioni di griglia, come pure i condensatori di neutralizzazione. Esse sono sormontate da scatole metalliche amovibili, in cui si trovano le re-

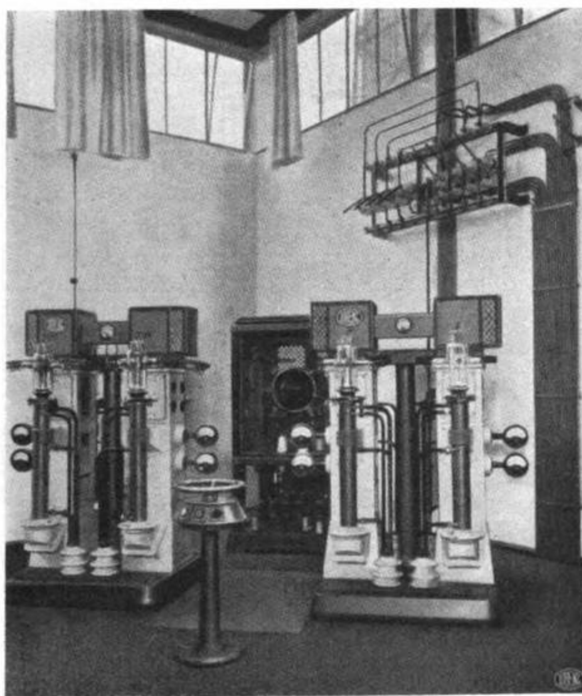


Fig. 4. — Stadio finale di potenza.

sistenze di griglia, gli strumenti di misura delle correnti e delle tensioni di griglia. Gli amperometri di corrente anodica sono disposti invece lateralmente alle colonne di porcellana. I circuiti oscillanti degli stadi di potenza formano complessi chiusi, separati (fig. 4). L'alimentazione dell'acqua di raffreddamento dei tubi elettronici avviene per mezzo di tubi che attraversano il pavimento e fanno capo (nella cantina) a serpentini di porcellana. Questi sostituiscono i tubi di gomma comunemente usati.

Il trasmettitore è formato complessivamente da sette stadi (fig. 5). I primi due lavorano su lunghezza d'onda doppia di quella di servizio, per evitare l'effetto di accoppiamenti parassiti con gli stadi di potenza. La modulazione avviene sul quinto stadio, col sistema di griglia. Questo stadio ha due tubi in parallelo con raffreddamento

in aria favorito da un ventilatore. Il sesto stadio modulato è provvisto di due tubi in opposizione, a raffreddamento con acqua.

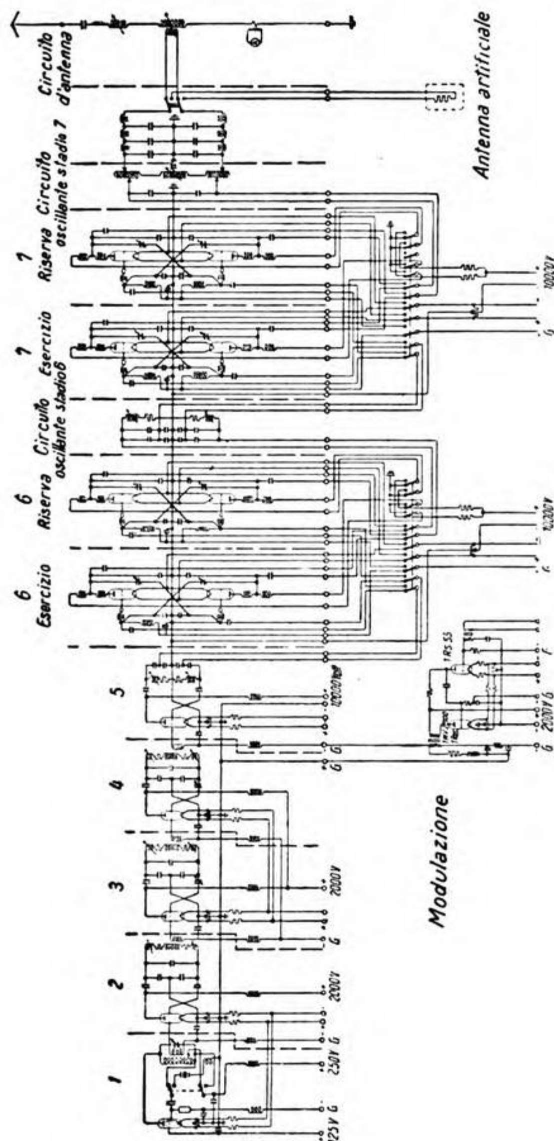


Fig. 5. — Schema semplificato del trasmettitore.

Presso tutti i tubi elettronici raffreddati ad acqua, più soggetti a guasti e meno facilmente intercambiabili degli altri, sono montati

altrettanti tubi di riserva. Questi vengono rapidamente sostituiti ai guasti, con breve interruzione del servizio, mediante comando di un solo volante, che eseguisce anche la manovra di invio dell'acqua di raffreddamento nel gruppo di riserva.

All'uscita dell'ultimo stadio si trova un dispositivo filtrante a tre cellule, con la funzione di attenuare le armoniche dell'onda di servizio. Esso riduce l'ampiezza della prima armonica ad 1/1000 del valore d'entrata.

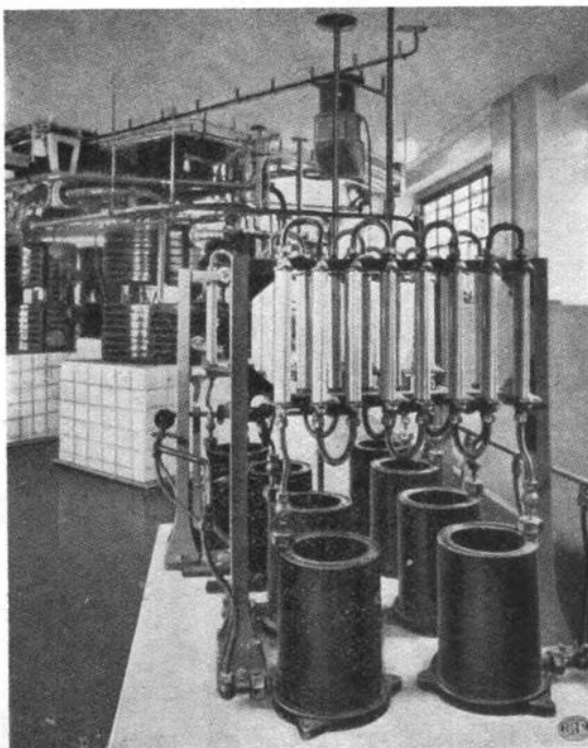


Fig. 6. — Antenna artificiale e serpentini in porcellana per l'acqua di raffreddamento.

Segue quindi la linea ad alta frequenza, che porta alla cabina di sintonia. Per mezzo di un commutatore, l'uscita del circuito filtrante può essere collegata, invece che alla linea ad alta frequenza, ad un'antenna artificiale (fig. 6). Questa, a raffreddamento con acqua, ha un'impedenza adatta all'uscita del filtro, presenta una trascurabile irradiazione di energia e permette di eseguire prove sotto carico sul trasmettitore, senza disturbare la radioricezione. Dalla misura della temperatura e della quantità d'acqua di raffreddamento passata in un dato tempo nell'antenna artificiale si può facilmente calcolare la potenza del trasmettitore.

La linea artificiale che congiunge il locale del trasmettitore con la cabina di sintonia è lunga circa 290 m. L'antenna, con piloni in legno, del tipo verticale, è formata da 6 fili in bronzo lunghi 90 m.

Nell'impianto del trasmettitore di Monaco, si sono seguiti criteri tecnici analoghi a quelli descritti. La stazione (fig. 7) sorge

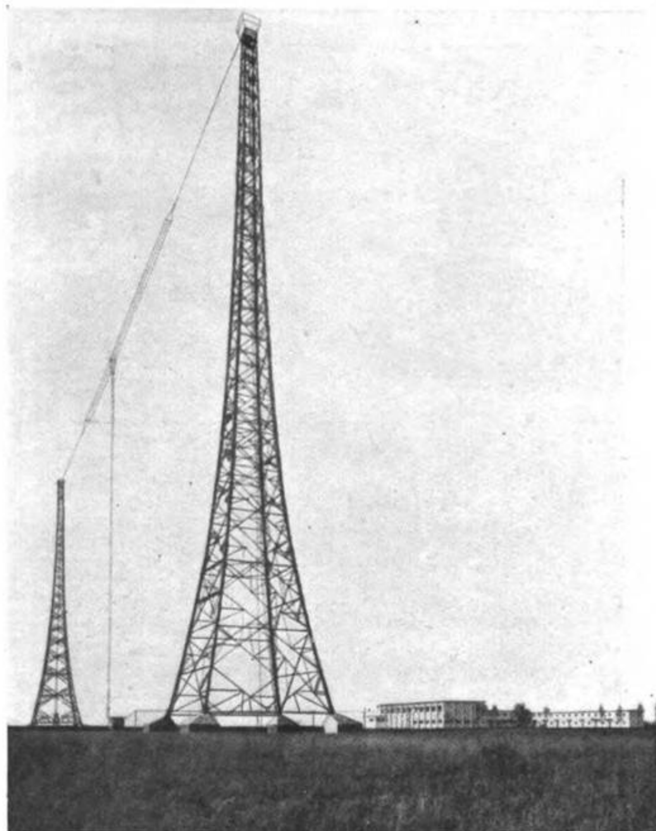


Fig. 7. — Vista d'insieme dell'impianto radiofonico di Monaco.

su un terreno scelto per i suoi alti requisiti di conducibilità, ad una ventina di km a nord della città, ed ha una potenza di 60 kW in assenza di modulazione, lunghezza d'onda 532,9 m e profondità massima di modulazione 70 %.

Per tutte le più importanti caratteristiche niente vi è di sostanzialmente mutato rispetto al trasmettitore di Lipsia. A differenza però di questo, l'ultimo stadio ad alta frequenza è costituito da due soli tubi RS 267 in opposizione. E' ad ogni modo prevista la possibilità di elevare la potenza del trasmettitore a 120 kW mediante l'aumento

del numero di tubi dell'ultimo stadio da due a quattro. La linea ad alta frequenza è lunga 120 m, e l'antenna è del tipo a T, sostenuta per mezzo di due piloni in legno.

Anche nel trasmettitore di Francoforte sul Meno, costruito dalla Lorenz, con potenza di 17 kW e lunghezza d'onda di 259,3 m, sono stati adottati gli stessi criteri delle stazioni di Lipsia e Monaco, rinunziando però al settimo stadio di potenza (fig. 8).

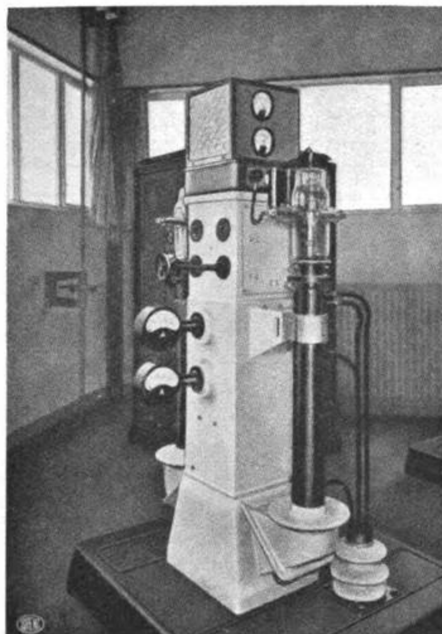


Fig. 8. — Ultimo stadio del trasmettitore di Francoforte.

Furono utilizzati gli stessi piloni metallici del trasmettitore precedente di 1,7 kW. Invece fu costruito un altro edificio per il nuovo trasmettitore, sia per necessità di maggior spazio, sia per non interrompere il servizio radiofonico. Sul soffitto del vecchio edificio si costruì la cabina di sintonia, cui fa capo la linea ad alta frequenza.

Di particolare interesse è il dispositivo pilota a onda comune della stazione di Francoforte (fig. 9). Esso utilizza un generatore elettrico a diapason (quest'ultimo collocato in termostato) per la frequenza di 2008,6805 Hz. All'uscita del generatore un partitore a tubi (preceduto da uno stadio preamplificatore) alimenta i cavi telefonici che inviano, alle altre stazioni a onda comune, correnti della frequenza del diapason. Dal partitore si ricava pure la corrente che, dopo opportune amplificazioni, e dopo tre moltiplicazioni di frequenza, pilota il trasmettitore di Francoforte. Le tre moltiplicazioni di frequenza corrispondono rispettivamente ai multipli 8, 9, 4, della frequenza del diapason, e forniscono una frequenza di 578,5 kHz. I primi due

stadi del trasmettitore, come succede anche per le stazioni di Lipsia e Monaco pilotate a quarzo, lavorano su frequenza metà della frequenza di servizio. Questo dispositivo pilota consente all'onda comune una costanza di frequenza di ± 5 Hz. Per l'eventualità di un

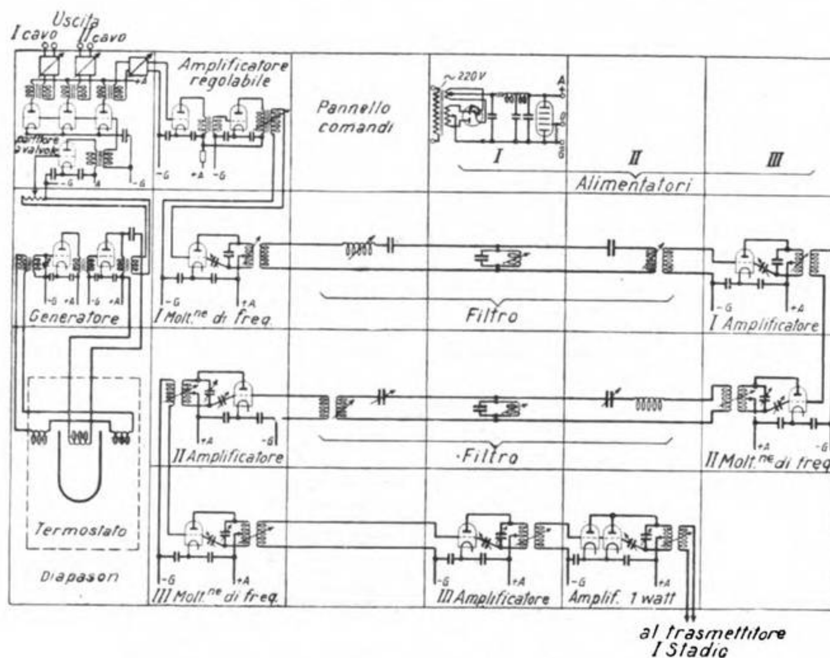


Fig. 9. — Schema del dispositivo pilota a onda comune.

guasto al pilota è prevista poi la possibilità che le stazioni funzionino col sistema autooscillatore.

I vari organi dell'impianto pilota sono alimentati con raddrizzatori (tranne le accensioni dei tubi cui si provvede con batterie); ma contuttociò il rumore di fondo all'uscita del trasmettitore corrisponde a una tensione uguale a 1/5000 della tensione media di modulazione. *L. Sp.*

-- -- NECROLOGIE -- --

CESIDIO GIOVANNI DI PIRRO

Il 6 febbraio 1934 si è spento in Roma il prof. Cesidio Giovanni Di Pirro, distinto matematico ed eminente tecnico delle telecomunicazioni, membro del Comitato direttivo di questa rivista e direttore, per quasi venti anni, dell'Istituto Superiore Postale Telegrafico Telefonico.



Nato sull'Appennino abruzzese, a Pescasseroli, il 20 marzo 1869, ebbe tutte le più belle qualità del forte e tenace popolo di quella terra. Lavoratore assiduo ed instancabile, pose in ogni manifestazione della Sua opera multiforme il più alto scrupolo scientifico e la più cristallina onestà.

Laureatosi giovanissimo in matematica, consegui la libera docenza in elettrotecnica nel 1909.

Pioniere in Italia dello studio dei problemi scientifici della telegrafia e della telefonia, divulgò dalla cattedra e a mezzo di pubblicazioni e di conferenze quelle teorie che formano la base della moderna telefonia a grande distanza.

Fondatore della cattedra di « Teoria delle trasmissioni telegrafiche e telefoniche », la tenne con onore dapprima presso la Scuola Superiore Telegrafica e Telefonica del Ministero delle Comunicazioni, poscia nella R. Scuola d'Ingegneria di Roma, che Lo aveva recentemente nominato professore ordinario.

Quale capo del massimo organo tecnico dell'Amministrazione delle Poste e dei Telegrafi, e quale autorevole membro di numerose commissioni, nonchè, nel difficile periodo della guerra mondiale, quale reggente dei Telefoni, portò costantemente il contributo della Sua profonda cultura e della Sua alta competenza al miglioramento ed allo sviluppo dei servizi.

Fra i Suoi studi più importanti meritano cenno particolare quelli sulla pupinizzazione della linea telefonica Roma-Berlino, primo esempio, in Europa, di pupinizzazione di lunghe linee aeree, sulle interferenze induttive derivanti dalle elettrificazioni ferroviarie, e sui vari problemi inerenti allo sviluppo della rete italiana in cavi sottomarini ed in cavi sotterranei per il servizio telefonico interurbano.

Delle questioni da Lui diligentemente studiate e vagliate sotto i molteplici aspetti tecnici ed economici si conservano dotte relazioni, che bene attestano dello scrupolo, della passione e della profonda competenza che Egli poneva nell'esame di ogni problema interessante i servizi dell'amministrazione. Studi importanti ed originali furono altresì da Lui condotti sulla teoria della propagazione lungo linee telefoniche di caratteristiche speciali.

Assai conosciuta ed altamente apprezzata era la figura del prof. Di Pirro anche fra i più eminenti cultori stranieri dell'elettrotecnica, ed in ispecie fra gl'ingegneri delle comunicazioni, essendosi Egli particolarmente segnalato in occasione di riunioni e di congressi: il Congresso internazionale di telefonia e telegrafia, tenutosi in Como nell'anno voltiano 1927, Lo aveva acclamato presidente.

La Sua parola eletta e misurata, ispirata all'amore disinteressato per la scienza e ad ogni altro più nobile sentimento, esprimeva sempre con chiarezza il pensiero, rivelando un'intelligenza non comune ed una cultura vasta e profonda in ogni campo del sapere.

La morte del prof. Di Pirro è luttuosa perdita per la scienza, per la scuola e per l'amministrazione. Sopra tutto nell'animo di coloro che, avendo avuto la ventura di essere Suoi allievi o collaboratori e colleghi, poterono più da vicino apprezzare la bontà e la finezza del Suo animo, la insuperabile rettitudine, il vivo senso della giustizia e del dovere e la fervida ed instancabile operosità Sua, la dipartita del Maestro lascia un vuoto profondo e doloroso, un vivo, durevole rimpianto.



Vol. III - N. 1 Febbraio 1934-XII

ALTA FREQUENZA

SOMMAIRE

Notes de la Rédaction .. .. Page 1

A. PINCIROLI: Résistances négatives de tubes électroniques et leur mesure .. .. » 5

On rappelle, dans ses lignes fondamentales, le phénomène de l'émission secondaire d'électrons; on considère ensuite le phénomène dans les tubes électroniques. Après avoir illustré les différentes méthodes qui ont été étudiées pour mesurer la résistance négative, on propose une nouvelle méthode qui présente l'avantage de fournir directement la valeur de la résistance négative d'après la lecture d'une boîte ordinaire de résistances à décades. On démontre enfin la possibilité d'obtenir (en employant des tubes électroniques à cinq électrodes) des valeurs de la résistance négative, plus petites en valeur absolue, que celles qui ont été obtenues jusqu'à présent.

G. RUTELLI et G. SACERDOTE: Inductomètre électrodynamique à indication directe .. .. Page 20

On étudie les caractéristiques de l'électrodynamomètre à deux et à trois cadres, avec cadres secondaires alimentés par induction du courant primaire.

On envisage aussi la possibilité d'appliquer à des mesures de selfinduction cet appareil, qui présente des analogies avec les ohmmètres et les capacimètres à cadres croisés, mais qui donne des indications tout à fait indipendantes de la fréquence et de l'intensité du courant d'alimentation.

E. JERVIS: Quelques aspects de la technique moderne de construction des tubes électroniques .. .. Page 33

On expose à grands traits le système de production en série des lampes de réception et les avantages de ce système, ainsi que ses exigences particulières et les moyens de les satisfaire.

On examine l'évolution des méthodes de montage des différentes électrodes qui composent la partie intérieure des lampes, et le nouveau système pour fixer celle-ci à l'ampoule.

On signale ensuite la tendance moderne à fabriquer des lampes toujours plus puissantes et moins encombrantes, les inconvénients qui en résultent, et enfin les moyens adoptés pour en éliminer le plus grave: l'émission par la grille.

SOMMAIRE

Résumés .. .. Page 46
Chronique .. .. » 90
Livres et Publications .. .. » 93
Brevets .. .. » 97
Appareils nouveaux .. .. » 106
Informations .. .. » 112
Nécrologie .. .. » 127

Vol. III - N. 1 Febbraio 1934-XII

ALTA FREQUENZA

CONTENTS

Editorial .. .. Page 1

A. PINCIROLI: Negative resistances of electronic tubes and their measurement .. .. » 5

The phenomenon of secondary emission of electrons is referred to in its essential lines; then the phenomenon in the electronic tubes is taken into consideration. Various methods are illustrated for the measurement of negative resistance, and a new method is proposed, which has the advantage of giving the value of the negative resistance direct from the reading of an ordinary decade resistance box. Finally, the possibility is shown of obtaining smaller values of the negative resistance than those obtained up to date, by using electronic tubes with five electrodes.

G. RUTELLI and G. SACERDOTE: Electrodynamic inductionsmeter with direct readings .. .. Page 20

The Authors discuss some properties of the electric dynamometer with two and three coils when the secondary coils are fed by induction from the primary circuit.

They consider the possibility of applying this type of apparatus to the measurement of self induction by an instrument that presents some analogies with the ohmmeter and the capacitymeters with crossed coils and enables measurements to be made independent of the frequency and value of the current.

E. JÈRVIS: Some aspects of the modern technique in vacuum tubes manufacture .. .. Page 33

The technique of the mass production in the manufacture of the vacuum tubes is described with the advantages and special requirements involved and the artifices adopted for meeting them.

The evolution in the design of the inside mount and the dome bulb construction are discussed.

Also a brief sketch is given of the modern trend to tubes of larger output in smaller bulbs, together with the faults which may follow, and the methods used to overcome the worst of them, namely the grid emission.



CONTENTS

Abstracts	Page	46
Chronicle	"	90
Books and Publications	"	93
Patents	"	97
New Apparatus	"	106
Information	"	112
Obituary	"	127

Vol. III - N. 1 Febbraio 1934-XII

ALTA FREQUENZA

INHALT

Anmerkungen der Schriftleitung .. .. Seite 1

A. PINCIROLI: Negative Widerstände von Elektronenröhren und ihre Messung .. .. » 5

Es wird das allgemeine Problem der sekundären Emission von Elektronen behandelt, unter besonderer Berücksichtigung der betreffenden Erscheinungen in Elektronenröhren. Nach Erläuterung der verschiedenen für die Messung des negativen Widerstandes ausgearbeiteten Methoden wird eine neue Methode vorgeschlagen, die den Vorteil bietet, den Wert des negativen Widerstandes direkt an einem Dekaden-Widerstandssatz abzulesen.

Schliesslich wird auf die Möglichkeit hingewiesen, Werte von negativen Widerstandes zu erzielen die, absolut gesehen, kleiner sind als die bisher durch Verwendung von Elektronenröhren mit fünf Elektroden erzielten.

G. RUTELLI und G. SACERDOTE: Elektrodynamischer Induktionsmesser mit direkter Ablesung .. .. .. Seite 20

Es werden einige Eigenschaften von Elektrodynamometern mit zwei oder drei Rahmen betrachtet, bei denen die Sekundärkreise durch den Primärkreis induktiv gespeist werden.

Es wird die Möglichkeit ins Auge gefasst, bei Induktivitätsmessungen solche Instrumente zu verwenden, die gewisse Aehnlichkeiten mit den Kapazitätsmessern und Ohmmetern mit Kreuzspulen aufweisen.

Die Anzeige ist sowohl von der Amplitude als auch von der Frequenz des Primärstromes unabhängig.

E. JERVIS: Anblick über die moderne Technik des Elektronenröhrenbau .. .. Seite 33

Die Methode zur Massenherstellung von Empfangselektronenröhren wird in ihren Haupteinzelheiten beschrieben; ihre Vorteile, die neuen Anforderungen und deren Erfüllung durch zweckmässige Vorrichtungen werden erwähnt.

Die Entwicklung der Montageverfahren der verschiedenen Elektrodenelemente sowie deren Befestigung im Glaskörper wird erläutert.

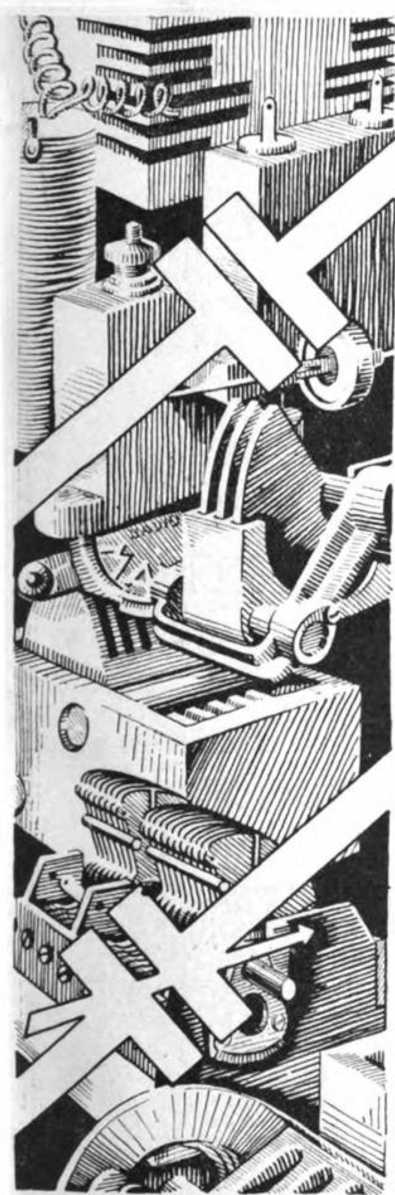
Es wird auf die heutige Tendenz steigender Leistungen bei abnehmenden Röhrendimensionen hingewiesen, ebenso auf die hierdurch bedingten Nachteile, sowie insbesondere auf die Verfahren um den grössten Nachteil, die Gitter-emission, zu beseitigen.

INHALT

Literatur	Seite	46
Chronik	»	90
Besprechungen	»	93
Patente	»	97
Neue Apparate	»	106
Technische Nachrichten	»	112
Nekrologe	»	127



Ing. RENATO SAN NICOLÒ, *Direttore responsabile*
INDUSTRIE GRAFICHE ITALIANE STUCCHI - Via S. Damiano, 16 - MILANO - 1934-XII



Condensatori fissi a mica per alte frequenze - per ricezione - per trasmissione fino a 10.000 kVA. - per altissime frequenze fino a 60.000 kHz - per campioni di capacità e di fattore di potenza - telegrafia sottomarina - insegne al neon - per diatermia e elettromedicina terapeutica - per applicazioni elettrotecniche. Condensatori elettrolitici da 1 a 10.000 μF. fino a 510 Volt max per ogni applicazione in circuiti a corrente continua. Condensatori a carta con avvolgimento antinduttivo e isolamento fino a 10.000 megaohm per μF. Condensatori variabili ad aria - ad olio - per istrumenti di misura - per ricevitori - per campioni da laboratorio - per grande potenza ed alta frequenza - per misure sui dielettrici - per applicazioni elettrotecniche speciali.



SOCIETA' SCIENTIFICA RADIO BREVETTI DUCATI BOLOGNA


Biblioteca
nazionale
centrale
di Roma

Vol. III - N. 2 (PUBBLICAZIONE BIMESTRALE) APRILE 1934 - XII

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

SOTTO IL PATROCINIO
DEL CONSIGLIO NAZIONALE DELLE RICERCHE
DELL'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
DELLA SOCIETÀ ITALIANA DI FISICA







ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
MILANO (2/2) - VIA SAN PAOLO, N. 10

CONTO CORRENTE CON LA POSTA

Vol. III Aprile 1934 - XII N. 2

ALTA FREQUENZA

DATI E MEMORIE SULLE RADIOCOMUNICAZIONI E RIVISTA DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

Edita dall'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
Redazione e Amministrazione: Milano (2/2), Via S. Paolo, 10

UN NUMERO SEPARATO **L. 10** ABBONAMENTO ANNUO **L. 40**

SOMMARIO

Pag.

Note di Redazione: Misure a frequenze elevate - Progetto di apparati radiotelegrafici - Scandagli subacquei con ultrasuoni 129

Memorie e Articoli:

M. BOELLA: Sul comportamento alle alte frequenze di alcuni tipi di resistenze elevate in uso nei radiocircuiti 132

V. GORI: Progetto di massima degli amplificatori di potenza per trasmettitori radiotelegrafici 149

S. ROSANI: Gli ultrasuoni e il loro impiego per l'esplorazione subacquea . 168

Lettere al Direttore: Sulla misura della resistenza equivalente dei circuiti oscillatori 196

Recensioni: Amplificatori - Antenne - Circuiti, quadripoli, filtri - Elettroacustica - Fisica generale - Generatori, oscillatori - Modulazione, radiotelefonia - Radiocomunicazioni direttive e radiogoniometria - Ricevitori - Televisione e trasmissione delle immagini - Tubi elettronici 198

Cronaca tecnica: Amplificatori - Fisica generale - Impianti e accessori telefonici - Misure - Piezoelettricità 222

Libri e Pubblicazioni: H. W. GOETSCH: *Taschenbuch für Fernmelde-Techniker* - P. LERTES: *Elektrische Musik* - P. HÉMARDINQUER: *Précis d'acoustique* - A. BANFI: *Radiotelevisione* - Pubblicazioni ricevute 226

Brevetti: Sistemi di trasmissione ad onda portante - Registrazione di suoni su pellicole - Modulazione di oscillatori a magnetron - Trasmettitore-ricevitore a quarzo - Sistema antievanescenza - Stabilizzazione di oscillatori a magnetron - Generatore musicale - Ricevitore per onde ultracorte . . . 229

Nuovi Apparecchi:

M. LO PIPARO: I tubi a luminescenza come stabilizzatori e ripartitori di tensione 241

Informazioni e Notizie: Servizio radiotelefonico di polizia negli S. U. A. - Concorso a premio indetto dal C. N. R. - E. I. A. R. Misure automatiche di attenuazione - Lo sviluppo dei telefoni in Italia 251

Résumés en langue française
English summaries
Summarische Uebersichten in deutscher Sprache

Vol. III Aprile 1934 - XII N. 2

ALTA FREQUENZA



Misure a frequenze elevate.

La tecnica delle misure nel campo delle radiofrequenze, al di sopra dei 50 ÷ 100 kHz, si presenta ancor oggi come notevolmente meno progredita in confronto con quella delle misure nel campo delle frequenze più basse; e questo non soltanto per un difetto — diremo — di gioventù (chè si tratta di tecnica tutta recentissima), ma essenzialmente per una conseguenza della natura stessa del problema; poichè, com'è ben noto, l'aumento della frequenza altera l'importanza relativa dei vari fenomeni, taluno ne mette in evidenza che in altri casi riesce trascurabile, ed esalta influenze che altrove non si manifestano affatto. Se pure oggi si hanno esempi di misure effettuate con buone approssimazioni anche ad altissime frequenze, non si può davvero asserire che il loro quadro si presenti come un tutto organico ed uniformemente esplorato: sono piuttosto zone sporadiche meglio illuminate, frammiste ad altre tuttora oscure e con contorni imprecisi; ed è ben naturale che la copia degli elementi noti sia tanto più scarsa, quanto più elevata è la frequenza, cui ci si vuole riferire.

Un nuovo contributo allo studio di tali argomenti porta il collega BOELLA, il quale dà in questo fascicolo la descrizione di misure a radiofrequenze da lui compiute su alcuni tipi di resistenze elevate. L'esame del lavoro fornisce esempio efficace di quanto abbiamo or ora accennato. Pur trattandosi di prove eseguite con tutti gli accorgimenti consigliati da una pratica specializzata, si giunge ad assicurare ai risultati una approssimazione di poco inferiore all'1 %. E si noti che la gamma delle frequenze sperimentate s'è limitata a non più di 6000 kHz, valore assai elevato in sè, ma ancora notevolmente basso in confronto con le massime frequenze già di largo impiego nella tecnica.

V'è ancora molto cammino da percorrere, prima di poter ritenere esplorato, e con sufficiente precisione, il campo ogni giorno più esteso delle misure a radiofrequenza. Ma non si deve neppure dimenticare, per un'esatta valutazione di confronto, ad esempio con le misure a corrente continua, che, essendo qui più numerosi gli elementi da portare in conto, e ciascuno determinabile soltanto con una certa approssimazione, i risultati saranno sempre affetti da un maggiore errore relativo.

D'altro canto le misure del prof. Boella hanno il pregio di mettere in rilievo la possibilità di utilizzare alcune delle ordinarie e poco costose resistenze di elevato valore, oggi in uso nella tecnica dei radioricevitori, anche per scopi più delicati, quali si presentano nella tecnica delle misure. Il problema della costruzione di campioni di resistenza ohmica per una gamma di valori molto estesa e con angolo di fase nullo per qualunque frequenza, è tuttora un problema non risolto. Ma gli studi al riguardo non potranno che avvantaggiarsi delle possibilità messe in luce da ricerche sperimentali di questo genere.

Progetto di apparati radiotelegrafici.

Fra gl'indizi più sicuri dell'evoluzione di un dato ramo della tecnica verso uno stadio di relativa maturità, in cui cioè il tecnico padroneggi davvero i fenomeni che utilizza, sono quelli che si possono trarre osservando il modo di « progettare » gli apparati, ossia di predeterminarne i dati costruttivi al fine di raggiungere poi i risultati voluti.

Nel calcolo delle macchine elettriche (ciascuna delle quali è pure un vero microcosmo per chi, senza limitarsi alle linee generali e schematiche, voglia indagarne sotto ogni aspetto il funzionamento) l'evoluzione, almeno per i tipi più noti e generalmente usati, è già compiuta da un pezzo; così che si hanno metodi di calcolo (taluni forse fin troppo affinati e perciò quasi più accademici che tecnici), i quali guidano passo passo il progettista ed offrono al suo lavoro le maggiori garanzie di successo.

Nel campo della radiotecnica l'evoluzione dalla fase dell'empirismo e dell'intuizione geniale, a quella del lavoro da ingegnere, comincia appena ora ad affermarsi, sopra tutto perchè l'organo essenziale di ogni apparato, il tubo elettronico, solo oggi può essere individuato nelle sue proprietà e nel suo comportamento mediante dati quantitativi sufficientemente attendibili.

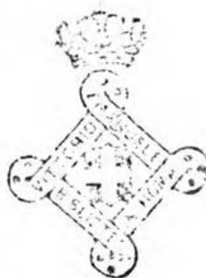
Prendendo le mosse da questi dati e dai risultati che si vogliono conseguire con l'apparato in progetto — ad esempio, nel nostro caso, un radiotrasmettitore — è possibile, come indica il prof. GORI nel suo lavoro [1], definire a ritroso ciascuno degli stadi amplificatori di potenza, ossia partire dall'ultimo, che deve alimentare l'antenna, e risalire all'oscillatore primario o pilota.

Al pari di quanto accade in quasi tutti gli altri rami dell'ingegneria, il problema non è neppur qui completamente determinato, cioè si ha assai minor numero di equazioni di quel che occorrerebbe per definire tutte le incognite. Una certa parte di queste deve pertanto esser fissata ad arbitrio,

---

[1] Vedi anche Rass. P. T. T., 1934, VI, p. 15 e 100.

sotto la guida di criteri di massima ricavati dall'esperienza di costruzioni precedentemente eseguite. In ciò consiste forse la parte più delicata di quella che a buon diritto si chiama l'« arte » dell'ingegnere. E, nel caso particolare, in ciò consiste il maggior pregio dello scritto che pubblichiamo, perchè esso si alimenta direttamente dalla pratica personale di chi ha affrontato, con mezzi modesti e utilizzando risorse prettamente nazionali, la costruzione e la messa in esercizio di alcuni fra i più moderni e potenti apparati oggi in servizio in Italia.



Scandagli subacquei con ultrasuoni.

Gli apparecchi per l'esplorazione subacquea con gli ultrasuoni, ideati per scopi militari verso la fine del conflitto mondiale, sono andati via via affermandosi sino ad avere oggi larga diffusione sopra gran numero di navi da guerra e da commercio, principalmente quali mezzi assai preziosi di aiuto per la sicurezza della navigazione. La tecnica degli ultrasuoni, ed in particolare quel ramo di essa che sfrutta la propagazione delle vibrazioni elastiche attraverso l'acqua di mare, sono in genere poco noti, perchè riguardano un campo di applicazioni particolari, che per di più, sotto alcuni aspetti, interessano esclusivamente la marina da guerra.

Lo scritto del collega ROSANI, che pubblichiamo in questo fascicolo, è un nuovo esempio di quegli articoli di carattere relativamente piano e riassuntivo, che periodicamente compaiono nella nostra rivista, e mirano a soddisfare alla richiesta, manifestataci da più parti, di sguardi d'insieme a determinati campi di conoscenze o di applicazioni. Dopo alcune considerazioni generali intese ad inquadrare il problema, lo scritto espone i principali progressi compiuti dalla tecnica ultrasonora subacquea, ne illustra le moderne attuazioni per i bisogni della idrografia e della navigazione, e ne prospetta le interessanti possibilità di evoluzione. Esso non è destinato alla ristrettissima cerchia degli specialisti in materia di ultrasuoni, bensì alla generalità dei lettori, che vi troveranno, crediamo, motivi d'interesse e di profitto.

LA REDAZIONE.

SUL COMPORTAMENTO ALLE ALTE FREQUENZE DI ALCUNI TIPI DI RESISTENZE ELEVATE IN USO NEI RADIOCIRCUITI

MARIO BOELLA

Resoconto di una serie di prove, intese ad accertare entro quali limiti sia possibile usare alcuni tipi di resistenze elevate, comunemente impiegate nei radioricevitori, per misure di perdite a radiofrequenze. Viene esposto anzitutto il metodo di misura, il quale, mediante il confronto fra resistenze di tipo uguale o simile, ma di valore diverso, permette di valutare con sufficiente approssimazione le variazioni della resistenza in funzione della frequenza, poichè l'errore relativo è tanto minore quanto più piccola è la resistenza. Sono ricordati quindi i particolari del dispositivo di misura, che è in linea di massima quello già usato dall'A per la misura dell'angolo di perdita dei dielettrici. Sono infine riportati e discussi i risultati delle prove svolte su alcune serie di resistenze.

1. - Scopo della ricerca.

Per la misura dell'angolo di perdita di condensatori e di dielettrici sottoposti a tensioni alternate di radiofrequenza, si è sviluppato presso il R. I. E. C. della Marina a Livorno un metodo, che si basa sulla sostituzione del condensatore in esame con un circuito formato da una capacità pura ed una resistenza pura poste in parallelo [1]. Rammentiamo come le ragioni della preferenza data a questo schema di circuito, su quello classico in cui la resistenza di paragone è posta in serie con la capacità pura, risiedano nella maggiore facilità di attuazione e di uso del dispositivo di misura; poichè è più agevole e rapido il cambio delle resistenze e non si hanno preoccupazioni sulla bontà dei contatti, dato il valore elevato delle resistenze stesse.

L'impiego del metodo presuppone per altro, che si disponga di resistenze, le quali, oltre ad una sufficiente stabilità nel tempo e ad una notevole indipendenza dalle variazioni di temperatura, presentino induttanza trascurabile rispetto ad R/ω e piccola capacità distribuita, e diano sicurezza di mantenere nel campo delle radiofrequenze lo stesso valore di resistenza che presentano alla corrente continua.

Da qualche anno trovano largo impiego nella costruzione degli apparecchi radioriceventi alcuni tipi di resistenze elevate, ottenute con deposito di un sottile strato conduttore su bacchette di materiale

---

(1) F. VECCHIACCHI: L'Elettrot., 1932, XIX, p. 93.
M. BOELLA: L'Elettrot., 1932, XIX, p. 99.

isolante e costruite da varie ditte con procedimenti diversi. Queste resistenze possono essere considerate perfettamente rispondenti alle accennate esigenze per quanto riguarda l'induttanza e la capacità distribuita; anche per la stabilità sono, quale più, quale meno, abbastanza soddisfacenti. Il loro valore non è peraltro indipendente dalla frequenza, ma diminuisce col crescere di questa. Era sembrato in un primo tempo che ciò fosse semplicemente attribuibile a perdite nel materiale dielettrico, che fa da supporto allo strato conduttore, rappresentabili con una conduttanza in parallelo, di valore proporzionale alla frequenza; trattandosi quindi di un termine additivo, unicamente funzione della frequenza, si pensava fosse facile eliminarlo. La successiva estensione del campo delle osservazioni, sia riguardo ai valori delle resistenze, sia riguardo a quelli delle frequenze, fece conoscere che queste perdite addizionali sono solamente in piccola parte localizzabili nel dielettrico, dipendono in modo sensibile anche dal valore della resistenza e non sono agevolmente determinabili. Il campo di impiego di tali resistenze nelle misure ha quindi un limite superiore nei valori di frequenza, oltre i quali non dà più sufficiente approssimazione la taratura eseguita con corrente continua.

Alla determinazione di codesti limiti di frequenza, per diversi tipi e per diversi valori di resistenze, è stata indirizzata la ricerca sperimentale, di cui qui si riferiscono i risultati.

2. - Metodo di misura.

Si era osservato, usando le resistenze del tipo in questione per misure di angolo di perdita, che resistenze di valore abbastanza piccolo presentano perdite addizionali trascurabili anche per frequenze notevolmente elevate [2], poichè due o più in parallelo risultano perfettamente equivalenti ad una sola di conduttanza uguale alla somma delle conduttanze parziali, ed inoltre, a parità di valore, non si notano differenze tra resistenze di tipo diverso. Ciò non autorizzerebbe a considerare indipendente dalla frequenza la resistenza, se si potesse ritenerne le variazioni in valore relativo costanti e identiche per i varî tipi; ma la probabilità, che sia vera una tale ipotesi, è sembrata estremamente piccola. Le successive prove ne hanno infatti confermato la inconsistenza.

Questa osservazione ha messo in luce la possibilità di studiare il comportamento delle resistenze elevate alle alte frequenze per confronto con altre di tipo uguale o simile, ma di valore tanto più piccolo, quanto occorre perchè se ne possano ritenere trascurabili le variazioni, nel campo di frequenze esaminato; si è ricorso, a tale scopo, all'impiego del divisore di tensione a capacità, che già aveva dato ottimi risultati nelle prove ad alta frequenza su isolatori, permettendo di misurare resistenze equivalenti dell'ordine di alcune centinaia di milioni di ohm, per confronto con resistenze reali non superiori a 10 megaohm [3]. Il circuito di misura è, nello schema,

---

[2] M. BOELLA: A. F., 1932, I, p. 225.
[3] M. BOELLA: A. F., 1932, I, p. 224.

non diverso da quello allora usato (fig. 1): il confronto è effettuato derivando successivamente la resistenza in esame R sul circuito oscillatorio e quella di riferimento R_1 sulla capacità C_2 del divisore

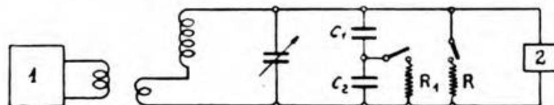


Fig. 1. — Schema del circuito di misura:
1) generatore a radiofrequenza, 2) voltmetro elettronico.

di tensione, e verificando l'equivalenza delle due condizioni dall'uguaglianza delle tensioni ai capi del circuito oscillatorio, misurate col voltmetro elettronico; se $R_1 \gg 1/(\omega C_2)$, il valore della resistenza

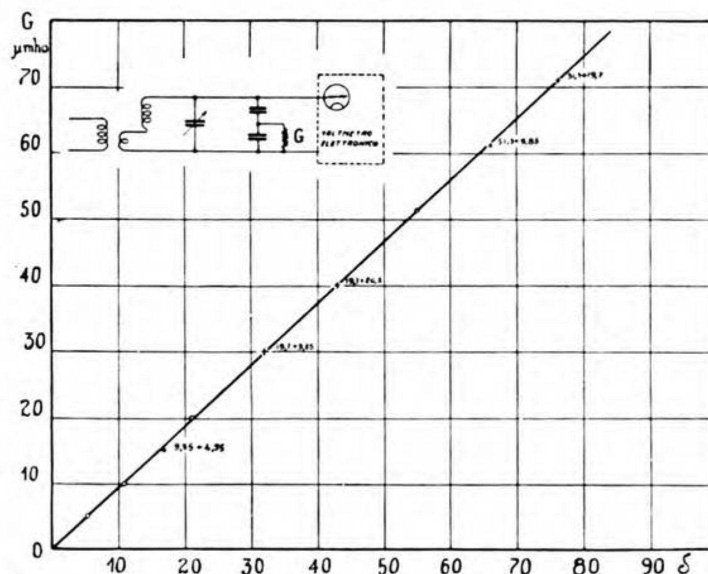


Fig. 2. — Curva di taratura del dispositivo per 6000 kHz.

R è espresso dalla relazione:

$$R = R_1 \left(1 + \frac{C_2}{C_1} \right)^2 = K R_1 ,$$

che si ottiene uguagliando le potenze disperse nelle due resistenze, espresse dal quoziente del quadrato della tensione per la resistenza, e considerando che le tensioni nel divisore si ripartiscono nel rapporto inverso delle capacità.

Non essendo probabile che si ottenga effettivamente l'equivalenza, disponendo di una serie di resistenze fisse di riferimento, è necessario procedere per interpolazione, operazione notevolmente facilitata dalla linearità della curva di taratura del voltmetro elettronico. In fig. 2 è riportata, come esempio, una curva di taratura del dispositivo di misura, per la frequenza di 6000 kHz: si sono contrassegnati con circoli i punti sperimentali relativi a resistenze singole di riferimento, e con croci quelli relativi a due resistenze poste in parallelo, segnando in corrispondenza di ogni punto i valori delle singole conduttanze in micromho: l'ottimo allineamento dei punti sperimentali dimostra, come si era detto, la trascurabile importanza delle perdite addizionali, per le resistenze di riferimento usate, anche alla più alta delle frequenze sperimentate.

Il valore della costante K del divisore a capacità può essere determinato con approssimazione superiore ad una unità su cento, misurando C_1 e C_2.

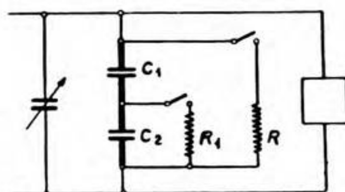


Fig. 3. — Particolare del circuito di misura.

L'unica seria possibilità di errore nel metodo di misura esposto, deriva, nel caso delle frequenze più alte, dalla reattanza induttiva dei due condensatori, la quale, assumendo un valore non trascurabile rispetto alla reattanza capacitiva, altera il rapporto di ripartizione delle tensioni. Occorre perciò scegliere condensatori che abbiano induttanza minima, ridurre al minimo la lunghezza delle connessioni indicate con tratto grosso nella fig. 3, e limitare i valori delle capacità. Nella serie di misure di cui qui si riferisce, queste capacità avevano i valori $C_1 = 186$ $\mu\mu$F, $C_2 = 1265$ $\mu\mu$F, ed erano costituite da condensatori a mica nel vuoto; onde $K = 61$. Successivamente si sono ripetute le misure a 2000 kHz, usando per il divisore due condensatori S S R modello 102 che davano $K = 65{,}3$, e si sono ottenuti risultati che differiscono meno del 2 % da quelli precedenti; questi condensatori modello 102, notevoli per l'induttanza estremamente ridotta, presentano però talvolta, a causa di non perfetto contatto di qualcuna delle lamine, piccole variazioni della resistenza, le quali, di nessuna importanza per le ordinarie applicazioni, danno origine ad instabilità non tollerabile in questo delicato dispositivo di misura, appositamente studiato per rivelare le piccole variazioni di resistenza del circuito. Tale inconveniente non si verifica coi condensatori S S R modello 101, i quali pure, dato il tipo di costruzione, sembrano possedere induttanza molto limitata.

Su alcune misure, intese ad accertare il comportamento dei condensatori alle alte frequenze, sarà riferito in appendice.

Il campo di frequenze esaminato si estende tra 10^4 e $6 \cdot 10^6$ hertz, e i singoli valori di prova sono distribuiti in modo che ciascuno stia al successivo nel rapporto da 1 a 2, circa. Per frequenze superiori le prove divengono particolarmente difficili e di esito meno sicuro; poichè tuttavia l'inconveniente principale è l'instabilità delle indicazioni del voltmetro elettronico, dovuta ad eccessiva influenza della posizione dell'operatore, non è da escludere che, con particolari cure nella schermatura e nell'attuazione del dispositivo sperimentale, si riesca ad ottenere misure precise anche per frequenze notevolmente più elevate.

La taratura delle resistenze con corrente continua è stata fatta per rapporto tra tensione e corrente, e per maggiore precisione si è usato come voltmetro lo stesso strumento impiegato per la misura della corrente, ponendolo in serie con resistenze metalliche campioni. Dato il numero notevole di resistenze esaminate furono eseguite due sole tarature, una prima di iniziare la serie di misure ad alta frequenza, una dopo le prove a 500 kHz: le differenze tra i valori forniti dalle due tarature sono circa del $0{,}6 \div 0{,}8$ % per le resistenze Siemens e Dralowid e del $2 \div 3$ % per quelle Loewe, eccettuati due esemplari (5-*b* , 1-*a*) dimostratisi molto instabili.

3. - Resistenze: tipi e valori.

Si è sperimentato su varii tipi di resistenze, con valori tra 0,5 e 10 megaohm: resistenze Loewe F Z 128 nel vuoto, Siemens « Karbowid 3 a », Dralowid « Poliwatt ». Esse sono tutte di tipo normalmente usato nella costruzione di apparecchi radioriceventi, sono di dimensioni circa uguali (fig. 4), e sono atte a dissipare una potenza di 0,5 watt, le Loewe, e di 1 watt, le rimanenti.

Si è fatta qualche prova anche su due resistenze Karbowid, tipo 4 a, di 4 megaohm, ma solo alle frequenze più basse, poichè le rilevanti differenze riscontrate tra il valore di resistenza fornito dalla misura con corrente continua e quello misurato a radiofrequenza, hanno reso inutile il proseguimento delle prove: già a 20.000 Hz la conduttanza risulta aumentata del 24 %, e del 70 % a 40.000 Hz. Tale comportamento si pensa debba essere attribuito a ciò, che queste resistenze sono di forma tubolare ed hanno ambedue le superficie, interna ed esterna, ricoperte, nel processo di fabbricazione, da uno strato conduttore, rimanendo però i due strati conduttori isolati fra loro alle estremità del tubo; perciò, sotto tensione continua solo la superficie esterna, sulla quale poggiano i collari di contatto, dà luogo a passaggio di corrente, ma alle radiofrequenze, per capacità, una parte della corrente passa sulla superficie conduttrice interna, dando luogo alle medesime conseguenze di un aumento della conduttanza. In fig. 5 è disegnato uno schema di circuito col quale ci si può rendere conto del comportamento di questo tipo di resistenze: le resistenze superiori rappresentano i singoli elementi della superficie esterna, le inferiori quelli della superficie interna.

4. - Risultati delle misure.

Nelle fig. 6, 7, 8 sono riportati in grafici i valori della conduttanza di ciascuno dei campioni esaminati, in funzione della frequenza; ogni curva è individuata, sulla destra delle figure, da un numero e da una lettera, dei quali il primo è il valore nominale della resi-

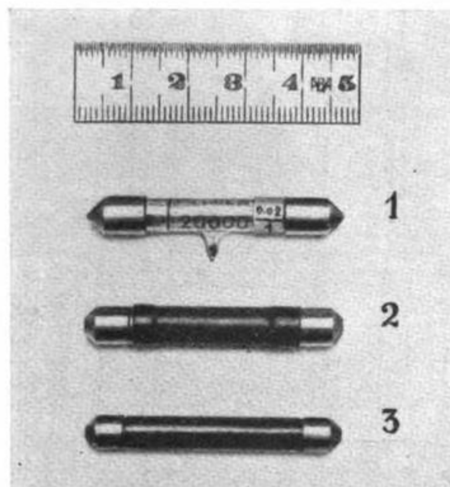


Fig. 4. — Tipi di resistenze esaminati: 1) Loewe, 2) Dralowid, 3) Siemens.

stenza, e la seconda è distintiva dei due esemplari che, per ogni tipo e valore, sono stati sperimentati. Sulla sinistra delle figure, brevi tratti orizzontali, contrassegnati identicamente alle curve, danno i valori di resistenza misurati con corrente continua.

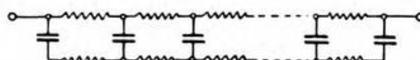


Fig. 5. — Circuito equivalente delle resistenze Karbowid 4 a.

Appare dai diagrammi come le resistenze Siemens 3 a siano quelle che hanno fornito i risultati più regolari. Assai irregolari sono invece quelli delle resistenze Loewe, così che non si è ritenuto opportuno tracciare curve avviate, ma si sono riuniti i vari punti mediante tratti rettilinei; tale irregolarità è da ritenere non dovuta ad un particolare cattivo comportamento di queste resistenze alle alte frequenze, ma deve essere posta in relazione con le variazioni osservate nelle due tarature con corrente continua. Circa le resistenze Dralowid, è da rilevare il cattivo comportamento della *2-a* per la

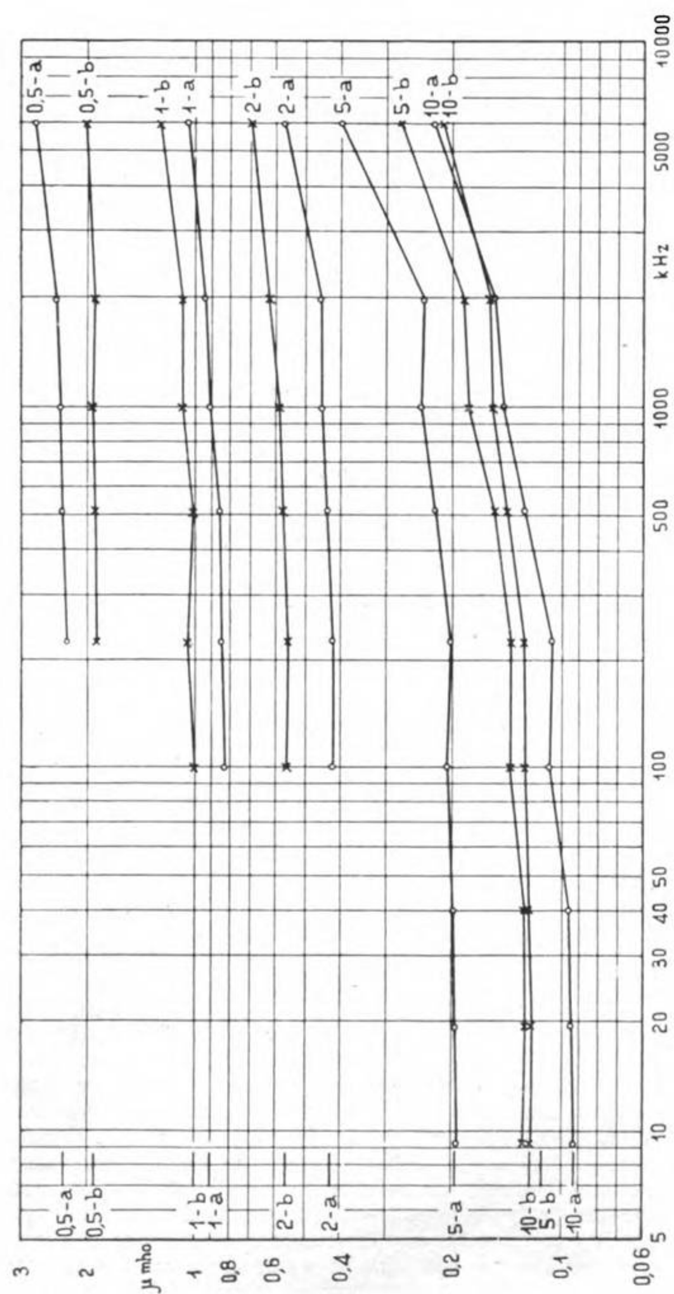


Fig. 6. — Resistenze Loewe: valori della conduttanza in funzione della frequenza.

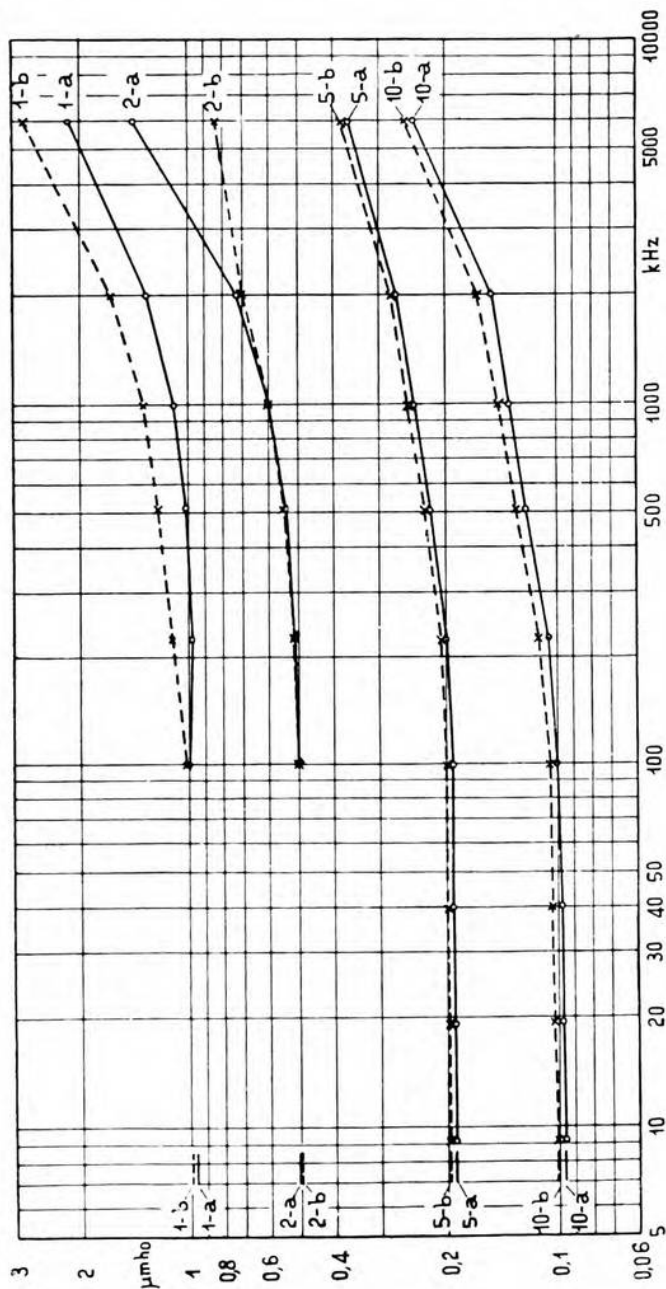


Fig. 7. — Resistenze Dralowid: valori della conduttanza in funzione della frequenza.

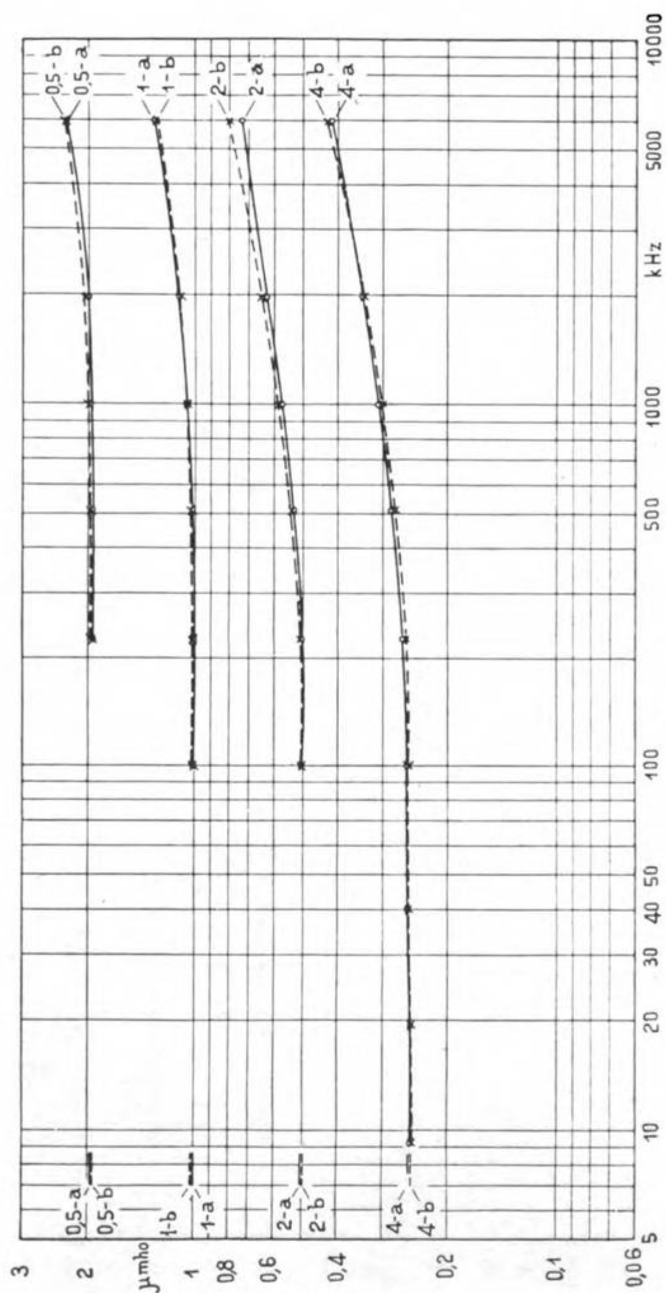


Fig. 8. — Resistenze Siemens: valori della conduttanza in funzione della frequenza.

frequenza di 6000 kHz, e per ambedue le resistenze di 1 megaohm il forte aumento di conduttanza, al crescere della frequenza, tale da essere in valore relativo superiore a quello di resistenze più elevate, contrariamente alla generalità dei casi.

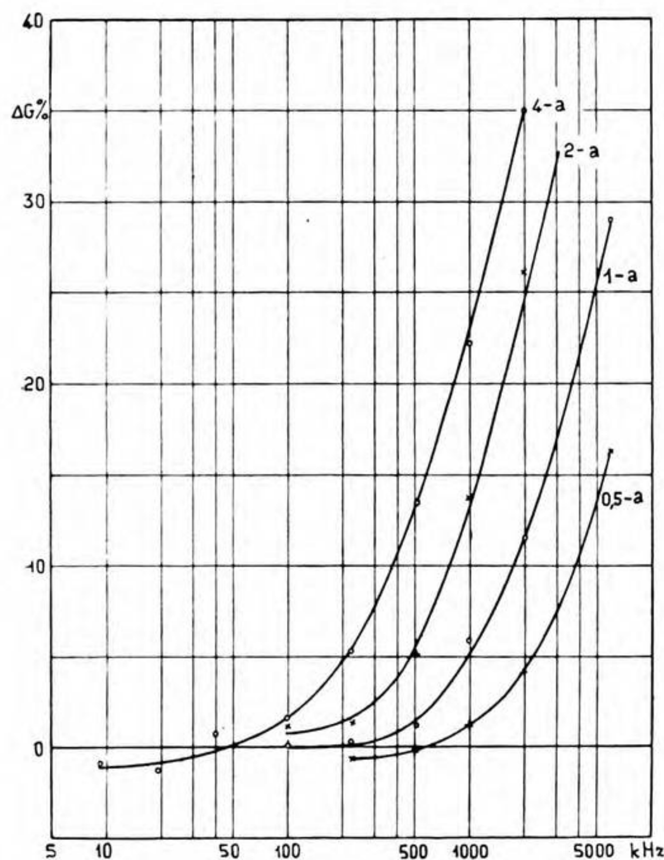


Fig. 9. — Resistenze Siemens, serie *a*: variazioni della conduttanza con la frequenza, in valore relativo.

Nelle fig. 9 e 10 si sono riportate, in funzione della frequenza, le variazioni percentuali di conduttanza rispetto al valore fornito dalla taratura con corrente continua, per le due serie di resistenze Siemens. Esse confermano la regolarità delle misure, poichè gli scarti dei punti sperimentali dalle curve avviate non sono superiori al-l'1 %. E' da notare il comportamento anomalo della resistenza *2-b*,

la quale presenta variazioni di conduttanza notevolmente superiori a quelle della *2-a*; è manifesta inoltre la maggiore regolarità dei risultati ottenuti con resistenze più basse, la cui misura richiede minore sensibilità del dispositivo, con vantaggio della stabilità.

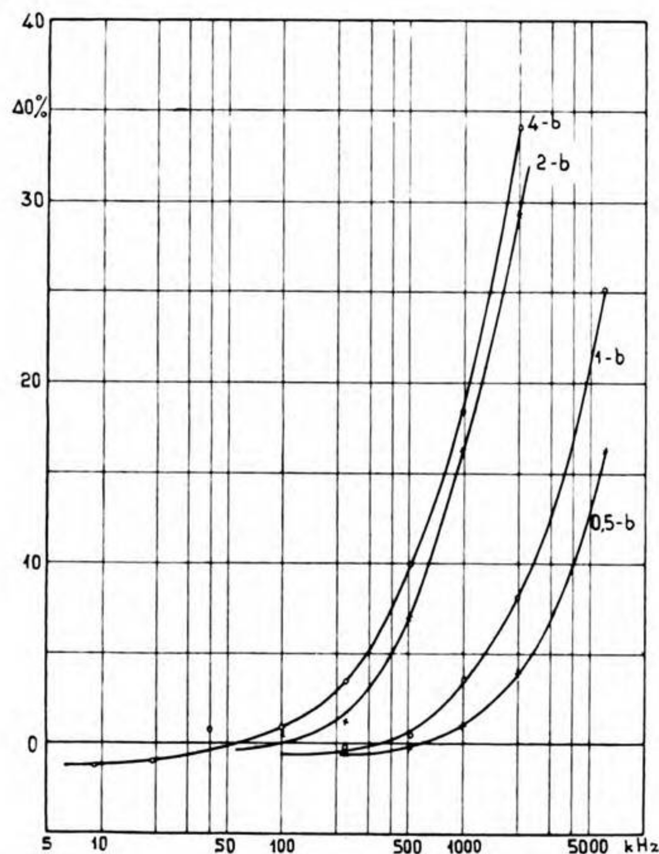


Fig. 10. — Resistenze Siemens, serie *b*: variazioni della conduttanza con la frequenza, in valore relativo.

Abbastanza interessanti, dal punto di vista dell'impiego di queste resistenze nelle misure, sono le due famiglie di curve riportate nelle fig. 11 e 12 e ricavate da quelle delle due figure precedenti: esse delimitano, nel piano coordinato che ha per ascisse le frequenze e per ordinate i valori di conduttanza, le zone di punti per i quali il valore effettivo di conduttanza per alta frequenza differisce

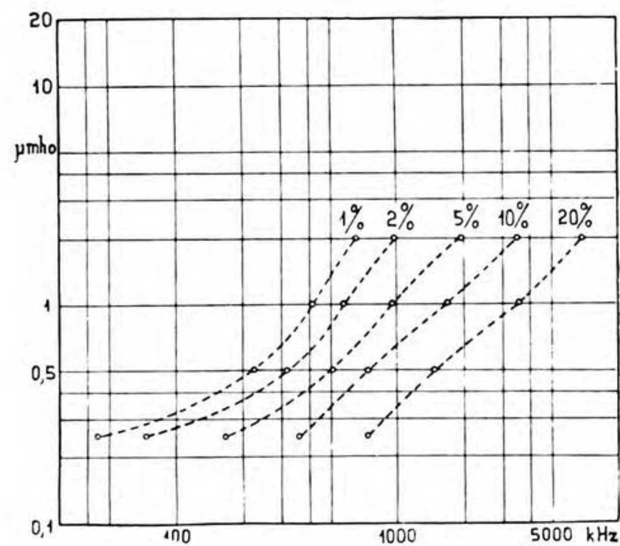


Fig. 11. — Grafici per l'impiego delle resistenze Siemens, dedotti dai risultati della serie *a*.

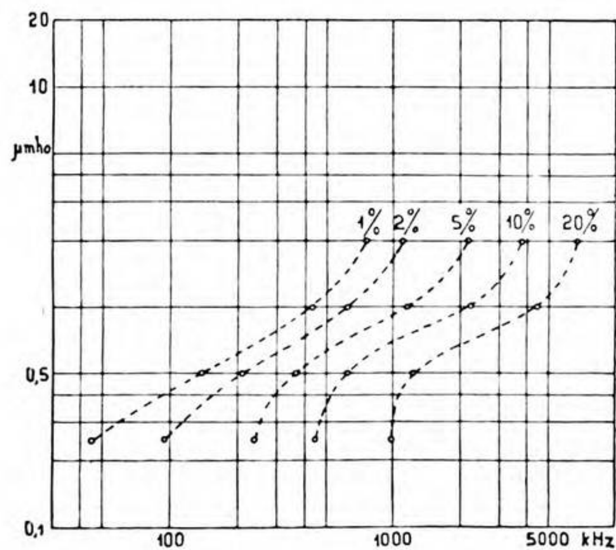


Fig. 12. — Grafici per l'impiego delle resistenze Siemens, dedotti dai risultati della serie *b*.

da quello fornito dalla taratura con corrente continua di meno dell'1 %, del 2 %, del 5 % e così via. Le due famiglie di curve hanno andamento alquanto diverso, principalmente a causa del comportamento anomalo della resistenza *2-b* (fig. 12, 0,5 micromho). Quantunque due serie sole di dati non permettano evidentemente di stabilire una norma sicura, tuttavia i risultati ottenuti possono fornire utili indicazioni di massima, circa i limiti di frequenza entro i quali si può adoperare questo tipo di resistenze nelle misure.

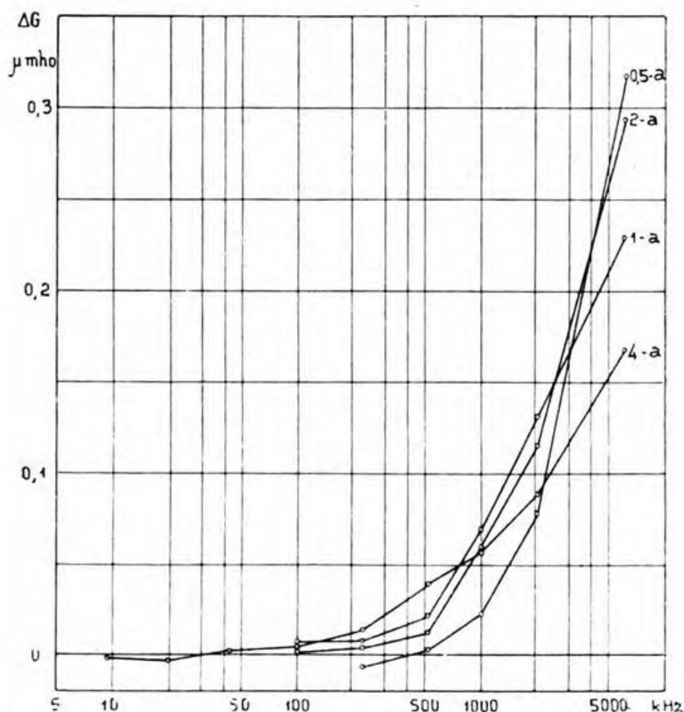


Fig. 13. — Resistenze Siemens, serie *a*: variazioni della conduttanza con la frequenza, in valore assoluto.

5. - Considerazioni sulle perdite addizionali delle resistenze per alte frequenze.

Le fig. 13 e 14, nelle quali si sono riportate in valore assoluto le variazioni di conduttanza dei campioni Siemens in funzione della frequenza, pongono in evidenza come il fenomeno dell'aumento di conduttanza con la frequenza non sia interpretabile semplicemente con le perdite nel materiale isolante che fa da supporto allo strato conduttore. Queste dovrebbero dare variazioni di conduttanza presso che proporzionali alla frequenza e uguali, in valore relativo, per tutte

le resistenze di uno stesso tipo. A verifica di ciò, furono eseguite misure di conduttanza sopra un campione Siemens dalla cui superficie era stato asportato meccanicamente lo strato conduttore; ne sono risultati, conformemente alle previsioni, valori di conduttanza estremamente piccoli, riportati nel grafico della fig. 15, che è stata disegnata con la medesima scala delle precedenti, per agevolare il confronto.

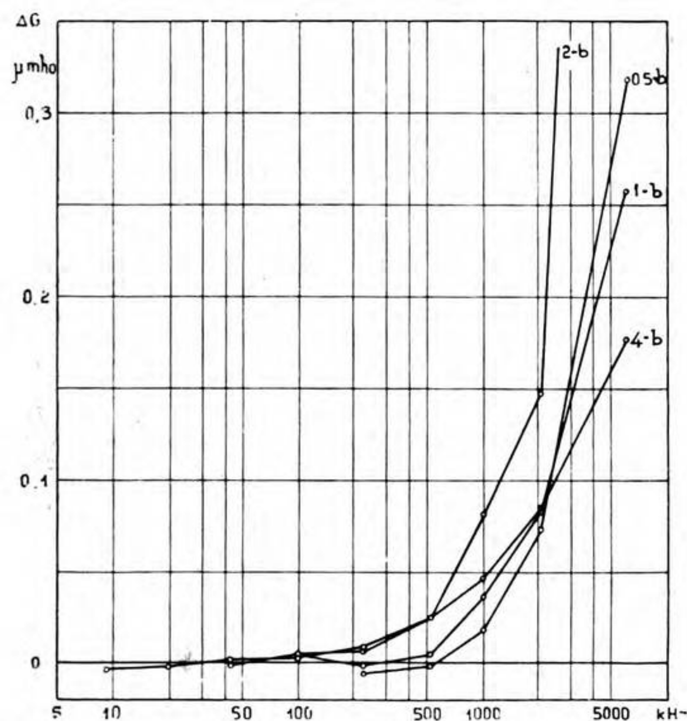


Fig. 14. — Resistenze Siemens, serie *b*: variazioni della conduttanza con la frequenza, in valore assoluto.

Si ritiene che la spiegazione dell'aumento di conduttanza possa essere non dissimile da quella prospettata per le perdite addizionali nella campana degli isolatori sotto pioggia ([4]). Invero queste resistenze a sottile strato conduttore sono effettivamente circuiti con resistenza e capacità distribuite, e possono quindi essere rappresentate in modo assai schematico col circuito equivalente disegnato in fig. 16: se non è costante il prodotto delle resistenze R per le corrispondenti capacità C, cioè se resistenza e reattanza capacitiva non sono distribuite con uguale legge, la resistenza complessiva per le

([4]) M. Boella: A. F., 1932, I, p. 234.

radiofrequenze risulta minore della somma delle R, e talvolta in modo notevole, anche se sono trascurabili le perdite nelle capacità C.

Per le resistenze Siemens e Dralowid si deve inoltre considerare che esse sono « spiralizzate » : sono cioè costituite da un cilindretto di porcellana ricoperto di un sottile strato conduttore (a base di carbonio) nel quale è praticato un solco in forma di elica, che permette di ottenere resistenze elevate senza eccedere nella sotti-

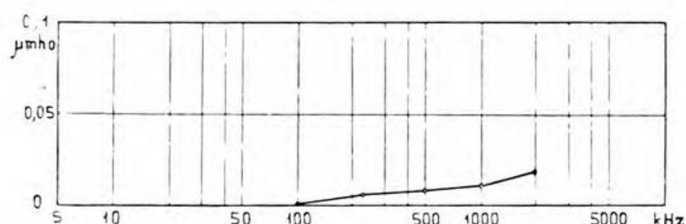


Fig. 15. — Conduttanza equivalente di un campione Siemens, asportato lo strato conduttore.

gliezza dello strato e in pari tempo offre un comodo mezzo per dare alla resistenza un valore prestabilito. L'elemento conduttore risulta quindi in definitiva formato da un nastro sottilissimo avvolto ad elica sul cilindretto di porcellana; il numero di spire è modesto, di modo che non vi è da temere un'apprezzabile induttanza; ma, poichè la resistenza di ciascuna spira è elevata, è verosimile che, al crescere della frequenza, una parte sempre più importante della corrente passi,

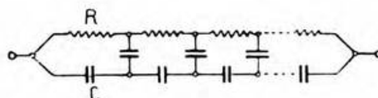


Fig. 16. — Circuito equivalente.

per capacità, attraverso il solco da una spira all'altra e percorra la superficie conduttrice secondo le generatrici del cilindretto, dando luogo ad un'apparente diminuzione della resistenza.

Nell'intento di provare sperimentalmente tale ipotesi e di stabilire eventualmente criteri costruttivi per resistenze elevate particolarmente adatte a scopi di misura nel caso di alte frequenze, si sono presi accordi con una ditta per la costruzione di alcuni campioni di uguale valore, ma con tipi diversi di « spiralizzazione », ottenuti variando la larghezza, la profondità ed il passo del solco elicoidale.

6. - Conclusioni.

La ricerca sperimentale, di cui si è riferito, ha permesso di accertare le possibilità di impiego, entro certi limiti, di resistenze elevate di tipo commerciale, per la misura delle perdite di conden-

satori e di dielettrici usati nei circuiti a radiofrequenza. Ha dato modo inoltre di formulare alcune ipotesi sulle variazioni di resistenza apparente con la frequenza, ed ha suggerito tentativi di modifiche nella costruzione delle resistenze, allo scopo di migliorarne il comportamento alle alte frequenze.

Livorno, dicembre 1933.

R. Istituto Elettrotecnico e delle Comunicazioni della Marina.

APPENDICE

La verifica dell'attendibilità del partitore di tensione a capacità per frequenze molto alte, in relazione alla possibilità di errori per causa dell'induttanza dei condensatori, fu eseguita misurando la ripartizione della tensione sulle due capacità mediante voltmetri elettronici. In fig. 17 è rappresentato lo schema della disposizione sperimentale usata a tale scopo.

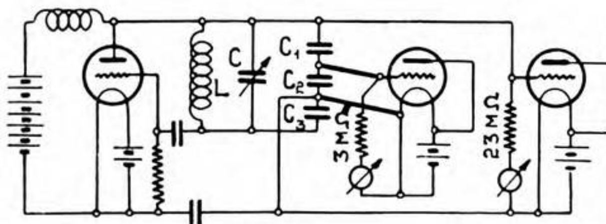


Fig. 17. — Schema del circuito per le prove sulle capacità del partitore di tensione.

Le due capacità C_1 e C_2 del partitore (C_2 maggiore di C_1) sono derivate sul circuito oscillatorio $L\ C$ di un generatore a tubo elettronico, in serie con una terza capacità C_3, circa uguale a C_1; questa è posta allo scopo di avere i catodi dei due diodi dei voltmetri elettronici, e quindi i due strumenti di misura, allo stesso potenziale (nei riguardi delle oscillazioni a radiofrequenza) del catodo del tubo oscillatore, e cioè a potenziale zero rispetto a terra. I due voltmetri elettronici misurano il valore massimo della tensione, e sono attuati con resistenze elevate e strumenti assai sensibili: galvanometri a indice con portata di 8 μA in fondo scala.

La misura non presenta difficoltà notevoli; occorre solamente curare che le connessioni tra le capacità e i voltmetri elettronici (e in particolare quelle segnate nello schema con tratto più grosso) siano le più corte possibili, per ridurre al minimo le tensioni in esse indotte dalle correnti circolanti nelle altre parti del circuito, le quali possono alterare sensibilmente i risultati. Non è stato necessario, a questo proposito, schermare i circuiti dei voltmetri elettronici dall'oscillatore, quantunque indubbiamente tale disposizione potrebbe presentare vantaggi notevoli e permettere di estendere il campo delle ricerche a frequenze più elevate.

In fig. 18 si sono riportati i risultati di queste misure, e cioè il valore del quadrato del rapporto fra le due tensioni V_1 e V_2 misurate dai voltmetri elettronici, in funzione della frequenza. Tale valore si mantiene sensibilmente costante nel campo di frequenze che interessa, per l'impiego del partitore nelle misure di resistenze (cioè fino a 6000 kHz), e differisce dell'1,5 % da quello calcolato in

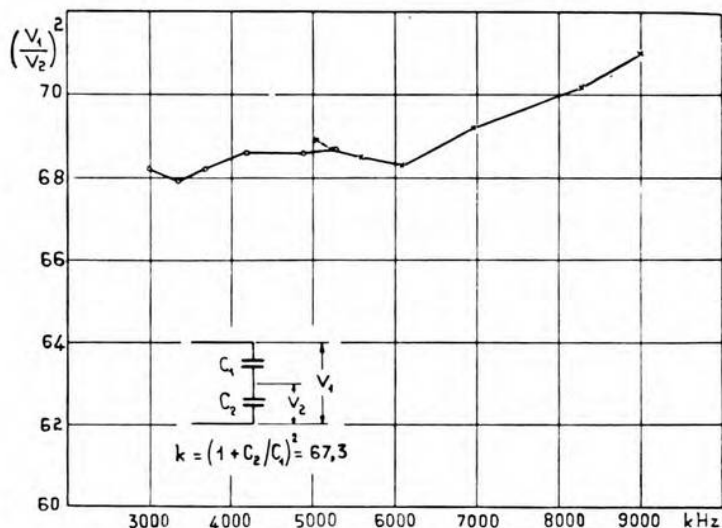


Fig. 18. — Risultati delle prove sul partitore di tensione a capacità.

base ai valori delle capacità $(1 + C_2/C_1)^2$; naturalmente in questa espressione C_1 e C_2 comprendono anche i valori delle capacità di entrata dei voltmetri elettronici. Le due porzioni del diagramma riportato in figura si riferiscono a due campi di frequenza del generatore, ottenuti cambiando l'induttanza *L*.

Queste misure hanno quindi stabilito l'attendibilità dell'uso del partitore di tensione, nelle prove di cui si è precedentemente riferito, ed hanno anche dimostrato l'applicabilità del dispositivo usato, per lo studio del comportamento di condensatori a frequenze elevate.

PROGETTO DI MASSIMA DEGLI AMPLIFICATORI DI POTENZA PER TRASMETTITORI RADIOTELEGRAFICI

VITTORIO GORI

Premesse alcune considerazioni di carattere generale sulla tecnica delle moderne costruzioni radio, si riassume un metodo di calcolo per il progetto di massima degli amplificatori di potenza per trasmettitori radiotelegrafici. Presupposto di voler trasferire su una antenna di caratteristiche note una certa potenza, si indica il procedimento da seguire per determinare sia la potenza degli stadi amplificatori ed il proporzionamento dei circuiti corrispondenti, sia le caratteristiche di funzionamento degli stessi, sia infine i successivi rapporti di amplificazione.

Il metodo è poi illustrato con un esempio riferentesi ad un trasmettitore da 50 kW antenna, realmente costruito.

1. — Allo stato attuale della tecnica delle costruzioni radio, la struttura di un apparato trasmittente a tubi elettronici è sempre tale, che il circuito a triodi, in cui si generano le oscillazioni, non è direttamente accoppiato al sistema di antenna, ma eccita, ossia *comanda*, una successiva serie di puri amplificatori fino ad uno stadio finale di potenza, che alimenta il sistema irradiante. Si hanno così trasmettitori di tipo *sincrono*, i quali, fra altri e ben noti vantaggi in confronto con quelli di tipo *asincrono*, presentano il pregio essenziale di sottrarre il generatore di oscillazioni dalla reazione, necessariamente variabile, dell'antenna. In tal modo, non solo si evitano i *salti di frequenza*, ossia si riduce a zero la dannosa possibilità che l'oscillazione si stabilizzi a caso su l'una o l'altra delle due frequenze di accoppiamento (1), ma, se si è avuta cura di attuare nella costruzione del generatore opportuni e ben noti accorgimenti (2), si

---

(1) E' noto che un autooscillatore a triodo, il cui circuito oscillatorio anodico (primario) sia accoppiato ad un circuito secondario (antenna) con esso accordato, può oscillare sull'una o sull'altra delle due onde di accoppiamento definite da:

$$\lambda_1 = v\,T\sqrt{1-k}$$
$$\lambda_2 = v\,T\sqrt{1+k}\,,$$

dove v è la velocità della luce, T il periodo comune dei due circuiti considerati isolatamente, k il coefficiente di accoppiamento fra di essi.

(2) C. MATTEINI: L'Elettrot., 1932, XIX, p. 121.
Y. KUSUNOSE e S. ISHIKAWA: Proc. I. R. E., 1932, XX, p. 310.
V. GORI: A. F., 1933, II, p. 377.

assicura con grande precisione la invariabilità della frequenza. Gli apparati così costituiti sono generalmente conosciuti col nome di trasmettitori a oscillatore pilota o oscillatore di comando (*master oscillator*).

Il loro impiego si estende così alla telegrafia, come alla telefonia, con la sola differenza che, mentre nel primo caso l'onda di lavoro è emessa generalmente *con ampiezza costante* e col ritmo dei segnali, nel secondo la stessa ampiezza è, con procedimenti opportuni, *modulata* a frequenza acustica, con una profondità che può raggiungere anche il 100 %.

Le considerazioni che seguono si limitano allo studio dei trasmettitori *radiotelegrafici*, e soprattutto al progetto di massima dei complessi adibiti al servizio commerciale *su onda media e lunga*, restando tuttavia inteso che gran parte di esse valgono anche, se opportunamente sviluppate, per i trasmettitori radiotelefonici.

2. — I metodi di calcolo da seguire per il progetto di massima di apparati trasmittenti a triodi sono stati indicati da varii autori ([3]) e risultano più o meno elaborati, più o meno complessi. Tutti partono necessariamente da ipotesi semplificative; perciò i risultati a cui giungono sono approssimati e si limitano ad indicare piuttosto l'ordine di grandezza che non gli effettivi valori degli elementi che si vogliono determinare. Ma è quanto basta di regola per il costruttore, che riserva poi alle prove sperimentali l'affinamento dei risultati e la scelta dei dati definitivi.

La conoscenza di un buon metodo di calcolo è comunque indispensabile. Scopo di questa nota è appunto quello di fissare alcuni fondamenti teorici del problema e di indicare un procedimento che, al vaglio dell'esperienza, si è dimostrato attendibile e conclusivo.

3. — Il progetto di una stazione radiotelegrafica trasmittente si inquadra, nella maggior parte dei casi, nei termini seguenti:

Data la potenza P_a che si vuol trasferire su un'antenna di caratteristiche note, prefissata la lunghezza d'onda di lavoro e supposto di partire da un oscillatore di comando di potenza utile P_c, determinare:

a) *la potenza degli stadi amplificatori ed il proporzionamento dei circuiti ad essi associati;*

b) *le caratteristiche di funzionamento degli stessi, dedotte dalle caratteristiche statiche dei triodi prescelti;*

c) *i successivi rapporti di amplificazione e quindi il numero totale degli stadi amplificatori.*

([3]) D. G. PRINCE: Proc. I. R. E., 1923, XI, p. 275.
A. A. OSWALD e J. C. SHELLENG: Proc. I. R. E., 1925, XIII, p. 313.
R. V. HANSFORD e H. FAULKNER: J. I. E. E., 1927, LXV, p. 297.
E. E. SPITZER: Proc. I. R. E., 1929, XVII, p. 985.
C. E. FAY: Proc. I. R. E., 1932, XX, p. 985.
H. P. THOMAS: Proc. I. R. E., 1933, XXI, p. 1134.
W. L. EVERITT: Proc. I. R. E., 1934, XXII, p. 152.

4. — Riferiamoci alla fig. 1 che rappresenta uno fra gli schemi più comunemente adottati per lo stadio finale accoppiato all'antenna.

Con i simboli desumibili dalla figura si ha che la potenza P_i, che il circuito intermedio R_1 L_1 C_1 riceve attraverso i morsetti che lo alimentano, è espressa da:

$$P_i = R_1' I_1^2 ,$$

dove:

$$R_1' = R_1 + \frac{M^2 \omega^2}{R_a} ,$$

ω essendo la pulsazione corrispondente alla frequenza f di lavoro ed M il coefficiente di induzione mutua fra L_1 ed L_a.

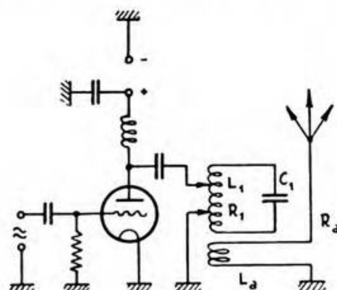


Fig. 1. — Schema di amplificatore di potenza.

Se indichiamo ora con ϵ_1 ed ϵ_a i *coefficienti di risonanza* (4) del circuito intermedio e dell'antenna considerati separatamente:

$$\epsilon_1 = \frac{\omega L_1}{R_1} \quad , \quad \epsilon_a = \frac{\omega L_a}{R_a}$$

e poniamo, secondo l'uso corrente:

$$M^2 = k^2 L_1 L_a ,$$

si ha subito:

$$[1] \qquad R_1' = \frac{\omega L_1}{\epsilon_1} (1 + k^2 \epsilon_1 \epsilon_a)$$

e quindi:

$$P_i = \frac{\omega L_1}{\epsilon_1} (1 + k^2 \epsilon_1 \epsilon_a) I_1^2.$$

La potenza P_a di antenna è data da:

$$P_a = R_a I_a^2$$

(4) C. MATTEINI: loc. cit.

con :

$$I_a = \frac{M \omega I_1}{R_a}$$

e quindi :

[2] $$P_a = k^2 \cdot \omega L_1 \cdot \epsilon_a I_1^2.$$

Se η indica il rendimento, secondo il quale la potenza è trasferita dal circuito intermedio al circuito di antenna, ossia se è :

[3] $$\eta = \frac{P_a}{P_i},$$

si ha subito :

[4] $$\eta = \frac{k^2}{k^2 + \frac{1}{\epsilon_1 \epsilon_a}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{k^2 \epsilon_1 \epsilon_a}};$$

il che dimostra che, per ogni dato coefficiente k, il trasferimento di potenza avviene con un rendimento tanto più elevato, quanto più alti sono i coefficienti di risonanza del circuito intermedio e dell'antenna.

E si ha anche conferma che *il rendimento* stesso *è indipendente* ([5]) *dal rapporto dell'induttanza alla capacità del circuito intermedio, se non in quanto questo rapporto può influire sulla predeterminazione* di ϵ_1. Se poi si osserva, che per un dato k, e per una data lunghezza d'onda (che impone il coefficiente ϵ_a di antenna), il rendimento η dipende esclusivamente da ϵ_1, si rileva il grande vantaggio di elevare quanto più è possibile il coefficiente *proprio* di risonanza del circuito intermedio ([6]). Ciò richiede che le perdite verificantisi nell'induttanza di questo circuito, tenuto anche conto di quelle che si manifestano inevitabilmente nei supporti dell'induttanza medesima (oltre alle perdite proprie del condensatore), siano le più basse possibili.

In generale il valore dell'induttanza L_1 è fissato a priori e la sua assegnazione è spesso subordinata a considerazioni di carattere economico, in quanto che il costo dell'induttanza diminuisce assai poco mano a mano che se ne riduce l'autoinduzione, mentre, al disopra di certe tensioni, il costo di un condensatore cresce molto più rapidamente della sua capacità.

5. — Prefissato L_1, è facile ricavare il valore della corrente I_1, in funzione della potenza P_a d'antenna, del rendimento η di accoppiamento e del coefficiente ϵ_1 di risonanza.

([5]) P. H. Osborn: Proc. I. R. E., 1932, XX, p. 813.

([6]) Nella pratica corrente, il coefficiente di risonanza che i circuiti, costruiti nel miglior modo possibile, possono avere è, al massimo, dell'ordine di 200-350. Si veda in proposito: C. Matteini: loc. cit.

Invero dalla [4] si ottiene:

$$[5] \qquad k^2 \epsilon_1 \epsilon_a = \frac{\eta}{1 - \eta}$$

e d'altra parte [1]:

$$[6] \qquad R_1' = \frac{\omega L_1}{\epsilon_1} (1 + k^2 \epsilon_1 \epsilon_a) = \frac{\omega L_1}{\epsilon_1 (1 - \eta)};$$

e poichè:

$$R_1' I_1^2 = \frac{P_a}{\eta},$$

si ha:

$$I_1 = \sqrt{\frac{P_a}{\eta R_1'}} = \sqrt{\frac{P_a}{\eta \frac{\omega L_1}{\epsilon_1 (1 - \eta)}}},$$

ossia in definitiva:

$$[7] \qquad I_1 = \sqrt{\frac{P_a \epsilon_1 (1 - \eta)}{\eta \omega L_1}},$$

la quale permette di calcolare la potenza utile (e la potenza apparente di circolazione del circuito intermedio), e quindi anche la potenza del triodo, o dei triodi, dell'ultimo stadio di amplificazione.

La [7] per essere risoluta richiede, a parità di altre circostanze, la conoscenza di η. A questo scopo giova osservare che, in base alla [4], quanto maggiore è il coefficiente k di accoppiamento, tanto maggiore risulta η, e quindi tanto minori la corrente I_1 e le perdite con essa associate.

D'altra parte è noto, che una emissione è tanto più pura (ossia povera di armoniche) quanto minore è il coefficiente k e quindi η. In tal caso però la corrente I_1 assume valori elevati ed il costo del circuito intermedio, che può ritenersi in prima approssimazione proporzionale alla potenza apparente in esso circolante, diventa altrettanto elevato. Occorre quindi adottare una soluzione di compromesso, e l'esperienza insegna che un valore di η compreso fra 0,94 e 0,98 è quello che fornisce risultati praticamente soddisfacenti.

6. — Il coefficiente M di mutua induzione fra il circuito primario e l'antenna si determina facilmente.

Dalla [5]:

$$k = \sqrt{\frac{\eta}{\epsilon_1 \epsilon_a (1 - \eta)}}$$

ed essendo:

$$M = k \sqrt{L_1 L_a}$$

si ha subito:

$$M = \sqrt{\frac{\eta L_1 R_a}{\omega \epsilon_1 (1 - \eta)}} . \qquad [8]$$

7. — Determinato I_1, interessa ora conoscere il comportamento del triodo in esame, ossia interessa conoscere, per ogni data tensione di alimentazione, l'andamento delle componenti variabili delle tensioni di placca e di griglia, l'andamento delle correnti anodica e di griglia e quindi il rendimento, la potenza di eccitazione e via dicendo.

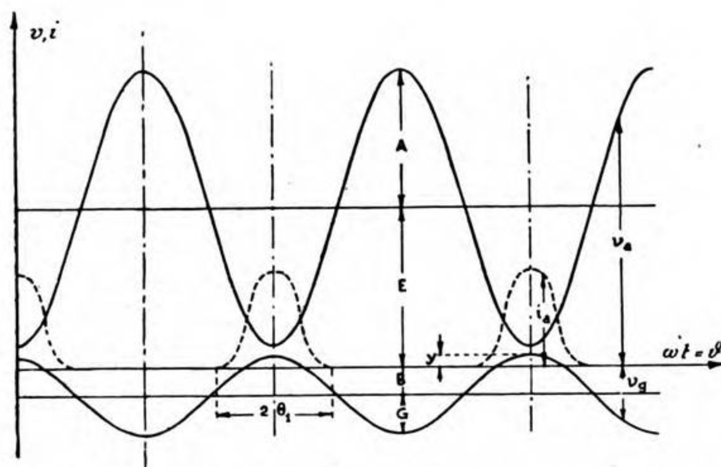


Fig. 2. — Relazioni di fase fra le componenti alternative delle tensioni di placca e di griglia di un triodo amplificatore.

Riferiamoci pertanto alla fig. 2 che traduce graficamente le relazioni fra tensione di placca e tensione di griglia di un triodo amplificatore. E' risaputo che una *teoria lineare* degli amplificatori fornisce per il *rendimento ρ di conversione* del triodo, ossia per il rapporto fra la potenza oscillatoria utile P_u e la potenza di alimentazione P_a, *il valore* $1/2$, quando si ammetta di funzionare *a potenza massima* e si possa ritenere che l'ampiezza A della componente alternativa della tensione anodica sia eguale alla f.e.m. E di alimentazione. La potenza utile P_u risulta in tal caso eguale alla potenza P_p perduta sulla placca sotto forma di calore, e l'una e l'altra sono eguali a $E I_s/4$, I_s essendo il valor massimo della corrente anodica durante il ciclo.

Ma, analogamente a quanto si verifica nell'impiego di ogni macchina elettrica, è intuitivo che anche per i triodi debbano ricercarsi condizioni di funzionamento tali, che la conversione avvenga con un rendimento superiore a $1/2$, dell'ordine per esempio di 0,7-0,8. E

la cosa è possibile, purchè la corrente anodica, anzichè avere un andamento sinoidale e fluire per un periodo intero nel triodo, abbia per contro un andamento pulsativo con pause più o meno lunghe in ciascun periodo, durante le quali il suo valore si mantenga identicamente eguale a zero. Per ottenere rendimenti elevati, occorre effettuare cioè una specie di *eccitazione ad impulso* del circuito oscillatorio anodico, con durate di impulso che siano una frazione $2\theta_1$ (fig. 2) del periodo stesso di oscillazione. Solamente in tal modo infatti, il valor medio del prodotto dei valori istantanei della tensione anodica e della corrente anodica, prodotto equivalente (astraendo dal circuito di griglia e da quello di accensione) alla potenza perduta nel triodo, può assumere valori relativamente piccoli e, comunque,

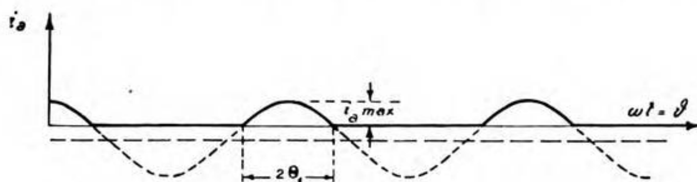


Fig. 3. — Andamento della corrente anodica in un amplificatore con caratteristica lineare.

sempre inferiori a quelli che si avrebbero se l'andamento della corrente si svolgesse per un periodo intero a pari potenza fornita al circuito oscillatorio. Simili condizioni di funzionamento si ottengono dando alla griglia una tensione B di polarizzazione fortemente negativa, così che la corrente anodica non possa fluire se non durante una piccola parte dell'alternanza positiva della componente variabile della tensione di griglia.

Devesi tuttavia notare (e la cosa è di per sè evidente), che quanto maggiore è il rendimento di conversione, tanto minore è la potenza utile ricavabile dal triodo. Si dimostra (7) invero molto agevolmente quanto segue: si ammetta l'ipotesi di caratteristiche lineari, ossia il presupposto (teorico) che la corrente anodica i_a, pur avendo carattere pulsativo, segua, durante l'intervallo $2\theta_1$ in cui essa attraversa il triodo, una legge di variazione sinoidale (fig. 3) e rappresentabile pertanto con una espressione di tipo:

$$i_a = i_{a\,\max} \frac{\cos\theta - \cos\theta_1}{1 - \cos\theta_1} \qquad (i_{a\,\max} = \text{valor massimo di } i_a)$$

che è valida solo per valori positivi di i_a, ossia solo per gl'intervalli in cui $\theta = \omega t$ soddisfa alle diseguaglianze:

$$2k\pi - \theta_1 < \theta < 2k\pi + \theta_1 ;$$

(7) M. Blondel: R. G. E., 1923, XIV, p. 523.
B. van der Pol e K. Posthumus: Onde El., 1925, IV, p. 324.

la potenza utile e il rendimento sono allora dati rispettivamente da:

[9] $$P_u = A\, i_{a\,max} \frac{\theta_1 - \text{sen}\,\theta_1 \cos\theta_1}{2\pi\,(1 - \cos\theta_1)}$$

[10] $$\rho = \frac{A}{E} \; \frac{\theta_1 - \text{sen}\,\theta_1 \cos\theta_1}{2\,(\text{sen}\,\theta_1 - \theta_1 \cos\theta_1)} .$$

Se ne deduce, che per $2\theta_1$ compreso ad esempio fra 180° e 120°, il rendimento ρ varia fra 0,78 A/E e 0,90 A/E. E poichè nella maggior parte dei casi (8) l'ampiezza A della componente alternativa anodica si prefissa in:

[11] $$A = E - (0{,}10 \div 0{,}05)\; E\,,$$

si ha:

[12] $$\rho = 0{,}70 \div 0{,}74 \quad \text{per} \quad 2\theta_1 = 180^\circ$$

[13] $$\rho = 0{,}80 \div 0{,}85 \quad \text{»} \quad 2\theta_1 = 120^\circ .$$

Ma, mentre nel primo caso si ha:

$$P_u = \frac{A\, i_{a\,max}}{4}\,,$$

nel secondo risulta:

$$P_u = 0{,}79\, \frac{A\, i_{a\,max}}{4}\;;$$

il che dimostra, che ad un miglioramento del rendimento fa riscontro una conseguente diminuzione di potenza utile.

Ciò premesso, vediamo ora quale relazione deve intercedere fra il valor minimo $(E - A)$ della componente alternativa anodica e il valore Y massimo positivo dell'analoga componente della tensione di griglia. Teniamo presente che, una volta stabilita l'ampiezza A secondo la [11], anche il minimo $(E - A)$ resta prefissato.

Dall'esame delle caratteristiche statiche dei triodi di emissione, risulta che in generale tutte le volte che il valor massimo positivo Y della tensione di griglia raggiunge valori dell'ordine dell'80 % della tensione minima $(E - A)$ di placca, la corrente anodica comincia a diminuire. Se poi accade che Y risulti eguale o superiore a $(E - A)$, la corrente di griglia assume valori elevatissimi, mentre contemporaneamente la corrente anodica si annulla. Le ragioni di ciò sono evidenti, come è altrettanto evidente che in questi casi la potenza utile diminuisce più o meno sensibilmente. Ne consegue che, scartata l'i-

(8) G. PESSION: Lezioni di radiotelegrafia - Pironti, Napoli, 1924, vol. II, p. 124.

potesi $Y \geqslant (E - A)$, non conviene in generale sia $Y > 0{,}8\ (E - A)$, ma si suggerisce (9) di fare in modo che, in linea di massima, sia:

[14] $$Y = 0{,}8\ (E - A).$$

Per determinare l'ampiezza G della componente alternativa di griglia (e quindi il valore di B) occorre anzitutto conoscere l'angolo $2\,\theta_1$, in corrispondenza del quale la corrente anodica i_a fluisce.

Ora si osservi che, negli amplificatori per i quali si ricerca anzitutto la linearità del processo di magnificazione, ossia per i quali interessa che l'inviluppo delle oscillazioni della corrente anodica sia una riproduzione fedele dell'inviluppo della tensione applicata all'entrata, è facile (10) dimostrare che occorre sia $2\,\theta_1 = 180°$. Ma tale tipo non interessa nei trasmettitori essenzialmente telegrafici, nei quali si ricerca anzitutto il rendimento elevato. In questo caso l'angolo $2\,\theta_1$ conviene sia nettamente inferiore a $180°$. In determinate condizioni, questo modo di funzionare dell'amplificatore è tale, che la potenza utile varia all'incirca col quadrato della tensione E applicata all'anodo (11).

Fissato allora a priori l'angolo $2\,\theta_1$, l'esame delle caratteristiche statiche del triodo permette, attraverso facili considerazioni, sia di determinare G, sia di determinare per intiero l'andamento delle correnti anodica e di griglia, e quindi tutti gli elementi atti a valutare la potenza utile e il rendimento.

A proposito delle caratteristiche statiche dei triodi di potenza, giova notare che non sempre è possibile disporre di esse, soprattutto per l'intervallo dei valori che involgono notevoli potenze in gioco. Ciò dipende dalla difficoltà di rilevarle sperimentalmente, chè i triodi stessi sarebbero sottoposti ad eccessivi riscaldamenti (a meno di non ricorrere a particolari rilievi oscillografici) e quindi a probabili distruzioni. Era stato tentato (12) di tracciare le caratteristiche statiche dei triodi con tensioni al filamento ridotte rispetto a quella normale, ma le esperienze hanno mostrato, che i conseguenti fenomeni di emissione secondaria della griglia (fenomeni variabili con la temperatura del filamento) non permettono di utilizzare efficacemente i risultati raggiunti con quel procedimento.

In tal caso, si ammette (13) accettabile la sostituzione delle caratteristiche statiche della corrente anodica i_a e della corrente di griglia i_g mediante due sole curve che rappresentano la i_a e la i_g come funzioni di un'unica variabile $(v_g + v_a/\mu)$, in cui entrano la tensione v_a di placca, la tensione v_g di griglia e il coefficiente μ di amplificazione.

---

(9) D. G. PRINCE: loc. cit.
(10) V. GORI: loc. cit.
(11) Secondo la terminologia americana tali amplificatori sono contraddistinti col nome di amplificatori classe C.
(12) R. JOUAUST: Onde El., 1927, VI, p. 200.
(13) D. G. PRINCE: loc. cit.

Le equazioni di tali caratteristiche sono pertanto di tipo:

[15] $$\begin{cases} i_a = f_1\left(v_g + \dfrac{v_a}{\mu}\right) \\ i_g = f_2\left(v_g + \dfrac{v_a}{\mu}\right) \end{cases}$$

e soddisfano alla condizione che risulti $i_a = i_g = 0$ per $v_g + v_a/\mu = 0$.

8. — In base a tali premesse, facendo riferimento alla fig. 2, si deduce immediatamente:

[16] $$v_g = -B + G\cos\theta$$

[17] $$v_a = E - A\cos\theta.$$

La corrente anodica si annulla quando:

$$v_g = -\frac{v_a}{\mu},$$

e, poichè ciò avviene quando $\theta = \theta_1$, deve essere:

[18] $$-B + G\cos\theta_1 = \frac{A\cos\theta_1 - E}{\mu}.$$

Tenendo presente (fig. 2) la relazione:

[19] $$Y = G - B,$$

si ha in definitiva:

[20] $$G(1 - \cos\theta_1) - Y = \frac{E - A\cos\theta_1}{\mu},$$

dalla quale si ricava ormai G in funzione di grandezze già tutte fissate:

[21] $$G = \frac{1}{1 - \cos\theta_1}\left(\frac{E - A\cos\theta_1}{\mu} + Y\right),$$

mentre dalla [19], ricavato G, si deduce immediatamente anche B.

Una volta trovati questi valori, l'andamento delle correnti di placca e di griglia, per l'intervallo in cui $i_a > 0$, è subito ricavabile per mezzo delle caratteristiche [15] col procedimento desumibile dalla seguente tabella:

θ	0°	10°	20°	30°	40°	θ_1
$A \cos \theta$						
$v_a = E - A \cos \theta$						
$G (1 - \cos \theta)$						
$v_g = Y - G (1 - \cos \theta)$						
$v_g + v_a/\mu$						
i_a						
i_g						

Il calcolo vien ripetuto per diversi valori di A e di θ_1 fino a trovare le condizioni di ottimo.

Tenuto poi conto che l'andamento delle correnti anodica e di griglia, è sì periodico, ma non sinoidale, è necessario determinare sia i valori I_{a_0}, I_{g_0} della componente continua delle correnti di placca e di griglia, sia l'ampiezza della componente a frequenza fondamentale delle stesse correnti.

Per la componente I_{a_0}, si vede subito [14], che, se y_0, y_1,.... y_n indicano i valori di i_a della precedente tabella (computata ad intervalli di 10°), la componente stessa è data da:

[22] $$I_{a_0} = \frac{1}{18}\left(\frac{y_0}{2} + y_1 + y_2 + \ldots. + y_{n-1}\right).$$

Analogamente per la componente I_{g_0}.

Se la tabella precedente è completata con i termini:

θ	0°	10°	20°	30°	40°	θ_1
$i_a \cos \theta$	y'_0	y'_1	y'_2	y'_3	y'_4	—
$i_g \cos \theta$	j'_0	j'_1	j'_2	j'_3	j'_4	—

si trova ancora che le ampiezze delle componenti a frequenza fondamentale I_{a_1m}, I_{g_1m} sono date rispettivamente da:

[23] $$I_{a_1m} = \frac{1}{9}\left(\frac{y'_0}{2} + y'_1 + y'_2 + \ldots. + y'_{n-1}\right)$$

[14] W. L. EVERITT: Communication Engineering - Mc Graw-Hill, New York, 1932.

[24] $$I_{g_1m} = \frac{1}{9}\left(\frac{j'_0}{2} + j'_1 + j'_2 + \ldots + j'_{n-1}\right).$$

Per mezzo di tali valori si ha subito la potenza di alimentazione espressa da:

[25] $$P_a = E\, I_{a_0},$$

mentre la potenza P_s « all'uscita » (pari alla somma della potenza P_u e di quella assorbita dalle perdite nel circuito oscillatorio anodico) è espressa da:

[26] $$P_s = \frac{A\, I_{a_1m}}{2}.$$

Il rendimento ρ di conversione è pertanto il rapporto:

[27] $$\rho = \frac{A\, I_{a_1m}}{2\, E\, I_{a_0}}.$$

9. — Nei riguardi della potenza in gioco nel circuito di griglia, è ovvio che essa deve essere fornita dal precedente stadio amplificatore. Di essa, una parte è assorbita dal circuito di polarizzazione di griglia e l'altra è perduta sulla griglia stessa sotto forma di calore.

La determinazione della prima è immediata: essa risulta dal prodotto della tensione B di polarizzazione per il valore I_{g_0} della corrente continua di griglia. Non altrettanto può dirsi per la determinazione in forma esplicita della seconda la quale, a parità di altre circostanze, dipende dal comportamento intrinseco del triodo ([15]) e varia col variare del tipo di esso.

In ogni modo la potenza totale che, dallo stadio precedente, deve esser fornita al circuito di griglia, è:

[28] $$P_g = \frac{G\, I_{g_1m}}{2}.$$

Un confronto interessante fra la potenza di alimentazione del circuito di placca e la potenza di eccitazione di griglia può aversi osservando che la prima, fornita sotto forma di corrente continua, si divide in due parti: una sotto forma oscillatoria, che costituisce la parte utile, e l'altra sotto forma di potenza perduta sulla placca; laddove la seconda, fornita sotto forma oscillatoria, si divide a sua volta in due parti: una sotto forma continua, utile ai fini della polarizzazione, l'altra sotto forma oscillatoria perduta sulla griglia.

Le considerazioni ora esposte, tradotte in valutazioni quantitative, permettono di computare il guadagno di potenza per ogni stadio di am-

---

([15]) H. P. THOMAS: loc. cit.

plificazione e quindi di prevedere il numero degli stadi che, a partire dal pilota, sono necessari per giungere allo stadio finale di potenza ([16]).

10. — Nel progetto dei trasmettitori può risultare necessario che uno o più stadi di amplificazione siano costituiti da più triodi in parallelo. Ciò introduce una nuova difficoltà, derivante dal fatto che i triodi hanno tendenza a funzionare come generatori anzi che come amplificatori, ossia ad entrare in oscillazione spontaneamente ed indipendentemente dagli impulsi di comando. Tale tendenza, dovuta alla capacità intraelettrodica che costituisce un accoppiamento reattivo di fase opportuna fra placca e griglia, cresce notevolmente, a parità di altre circostanze, con l'aumentare del numero dei tubi in parallelo e può essere combattuta con l'uso dei noti dispositivi di neutrodina ([17]). Tuttavia per le cosiddette onde medie, ossia per le onde comprese fra 300 e 6000 m, si può ottenere una buona stabilità senza ricorrere a neutralizzazioni vere e proprie, ma traendo profitto dai seguenti dispositivi:

a) Fra griglia e filamento di ciascun triodo si inserisce un condensatore di piccola capacità (dell'ordine di 400 $\mu\mu$F) allo scopo di rendere l'impedenza griglia-filamento il più possibile capacitiva.

b) Sull'anodo e sulla griglia di ogni triodo è posto un circuito di arresto e di smorzamento, costituito da un'induttanza, collegata in parallelo con una resistenza il cui valore sia molto alto rispetto alla reattanza che la prima presenta per la frequenza di lavoro. Per la corrente continua la resistenza è praticamente in corto circuito; per le frequenze elevate, proprie delle autooscillazioni, la reattanza induttiva aggiunta diventa paragonabile a quella dell'induttanza principale e la resistenza derivata ai suoi capi costituisce un'energica causa di smorzamento. Gli ordini di grandezza dell'induttanza e della resistenza sono rispettivamente di 70 μH e di $50 \div 80$ ohm.

Ma, come è ovvio, la determinazione dei valori ottimi per ciascun elemento degli schemi ora considerati può essere fatta solo sperimentalmente e varia da caso a caso, da costruzione a costruzione.

11. — Il metodo di calcolo esposto nei paragrafi precedenti è stato applicato per il progetto di massima del trasmettitore radiotelegrafico, che la Società Italo Radio ha costruito e messo in esercizio presso la sua stazione di Torre Nuova per il servizio commerciale europeo.

Trattasi di un complesso (fig. 4 e 5) costituito da un oscillatore di comando e due successivi stadi di amplificazione, il secondo dei quali è capace di fornire al sistema irradiante, con una frequenza di 10^5 Hz ($\lambda = 3000$ m), una potenza dell'ordine di 50 kW. Lo schema

---

([16]) Per interessanti considerazioni sulla potenza di eccitazione si veda con profitto: E. E. Spitzer: loc. cit.

([17]) V. Gori: loc. cit.



Fig. 4. — Veduta d'insieme del trasmettitore da 50 kW antenna tipo I. R.

elettrico di principio è desumibile dalla fig. 6. L'oscillatore di comando è costituito da un triodo del tipo TA 8/300; il primo am-

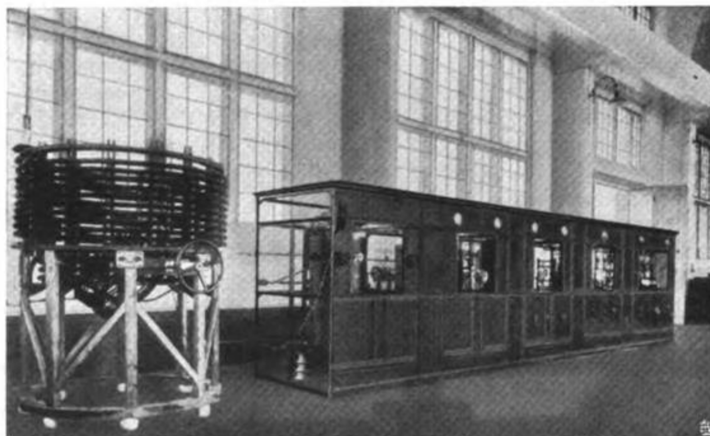


Fig. 5. — Veduta d'insieme del trasmettitore da 50 kW antenna tipo I. R.

plificatore da un triodo del tipo RS 53 ed il secondo amplificatore da tre triodi in parallelo del tipo TA 12/20.000. Le caratteristiche dei predetti triodi sono riportate rispettivamente nelle fig. 7, 8 e 9. Per

il tipo TA 12/20.000 sono anche riportate, in fig. 10, le curve corrispondenti alle equazioni [15].

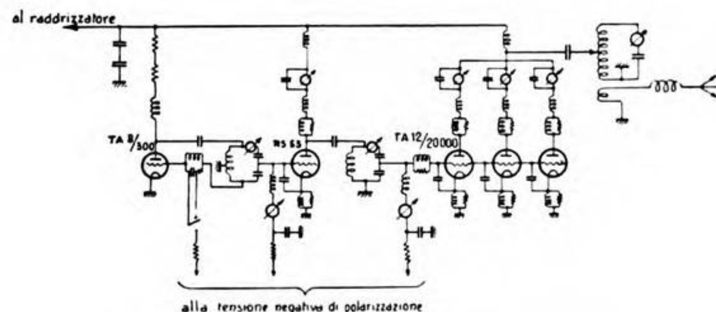


Fig. 6. — Schema di principio del trasmettitore da 50 kW antenna tipo I. R.

I principali dati di progetto sono:

Potenza di antenna	$P_a = 50$ kW
Lunghezza d'onda	$\lambda = 3000$ m
Resistenza d'antenna	$R_a = 6\ \Omega$
Potenza *utile* del pilota	$P_c = 100$ W
Tensione massima di alimentazione	$E = 12.000$ V.

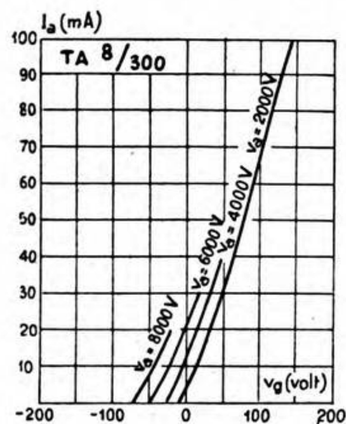


Fig. 7. — Caratteristica statica del triodo TA 8/300.

12. — Per esemplificare alcuni fra i risultati ottenuti col metodo esposto, ci riferiamo allo stadio finale di potenza.

In base all'esperienza acquisita attraverso la costruzione di altri trasmettitori, si è ritenuto conveniente adottare per l'induttanza del

circuito intermedio il valore $L_1 = 300$ μH ed assumere:

$$\epsilon_1 = 320 \qquad \eta = 0{,}95.$$

L'applicazione della [7] fornisce subito, per $\omega = 2\pi \cdot 10^5$:

$$I_1 = 66{,}3 \text{ A}.$$

L'ampiezza A' della tensione alternativa agli estremi dell'induttanza è, in tali condizioni:

$$A' = \omega L_1 I_1 \sqrt{2} = 17.612 \text{ V}$$

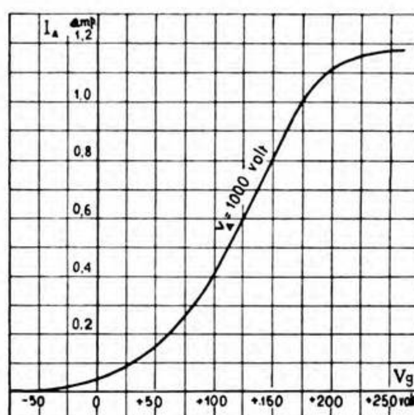


Fig. 8. — Caratteristica statica del triodo RS 53.

e poichè il valore minimo $(E - A)$ della tensione di placca è stato assunto eguale a 800 V, l'ampiezza della componente alternativa risulta:

$$A = 12.000 - 800 = 11.200 \text{ V}.$$

Ne segue che, supposta trascurabile la caduta di tensione attraverso il condensatore di blocco, la presa anodica dei triodi di potenza deve essere al disotto dell'estremo dell'induttanza L_1 (fig. 1), ossia l'alimentazione del circuito oscillatorio L_1 R_1 C_1 deve avvenire su una porzione dell'induttanza di esso scelta in modo da attuare un rapporto di tensioni « in salita » da 11.200 a 17.612.

Con procedimento immediato si ha anche:

$$C_1 = 8{,}3 \text{ m}\mu\text{F}.$$

La potenza perduta nel circuito intermedio risulta:

$$R_1 I_1^2 = \frac{\omega L_1}{\epsilon_1} I_1^2 = 2{,}6 \text{ kW},$$

mentre la potenza apparente ([18]) di circolazione nel circuito stesso ammonta a:

$$\omega L_1 I_1 \cdot I_1 = 829 \text{ kVA}.$$

Il coefficiente di mutua induzione fra circuito intermedio e antenna risulta per la [8] eguale a:

$$M = 13{,}5 \ \mu\text{H}.$$

Il comportamento di ciascuno dei tre triodi di potenza è stato definito, prefissando diversi valori di A e di θ_1, e ricavando, per ogni coppia di questi, la potenza, il rendimento e gli altri dati necessari.

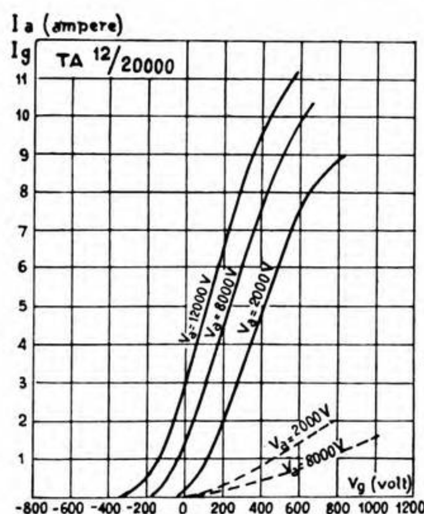


Fig. 9. — Caratteristica statica del triodo TA 12/20.000.

I valori di A e di θ_1, che hanno servito di guida alla scelta definitiva, sono stati i seguenti:

$$A = 11.200 \text{ V} \qquad \theta_1 = 60^\circ.$$

Di conseguenza:

$$Y = 0{,}8\ (E - A) = 640 \text{ V}$$

ed essendo:

$$G = \frac{1}{1 - \cos\theta_1}\left(\frac{E - A\cos\theta_1}{\mu} + Y\right) \quad \text{con } \mu = 40,$$

([18]) Il rapporto fra potenza apparente di circolazione e potenza effettiva consumata nel circuito oscillatorio assume il valore 829/52,6 = = 15,7, che riteniamo assai buono. Tale rapporto rappresenta il coefficiente *apparente* di risonanza del circuito intermedio $\omega L_1/R_1'$, che si identifica per effetto della [6] con l'espressione ε_1 $(1 - \mu)$.

si ottiene :

$$G = 1600 \text{ V}.$$

In tal caso la tensione B negativa di polarizzazione è :

$$B = G - Y = 1600 - 640 = 960 \text{ V}.$$

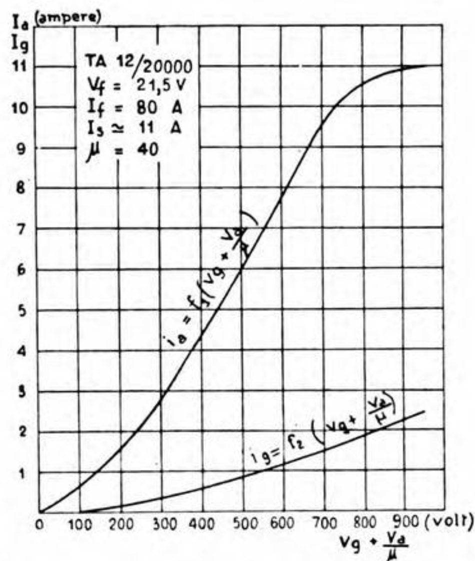


Fig. 10. — Caratteristiche del triodo TA 12/20.000.

L'andamento presumibile delle correnti anodica e di griglia si deduce dal seguente specchio :

θ	0°	10°	20°	30°	40°	50°	θ_1
$\cos\theta$	1	0,985	0,94	0,866	0,766	0,643	—
$A\cos\theta$	11200	11032	10528	9699	8579	7201	—
$E - A\cos\theta$	800	968	1472	2301	3421	4799	—
$G(1 - \cos\theta)$	—	24	96	214	374	571	—
$Y - G(1 - \cos\theta)$	640	616	544	426	266	69	—
$v_g + v_a/\mu$	660	640	580	483	351	188	—
i_a	8,65	8,4	7,5	5,75	3,7	1,4	—
$i_a\cos\theta$	8,65	8,27	7,05	4,98	2,83	0,9	—
i_g	1,47	1,35	1,18	0,86	0,47	0,15	—
$i_g\cos\theta$	1,42	1,22	1,11	0,74	0,36	0,09	—

In tali condizioni, si dovrebbe avere per la [22]:

$$I_{a_0} = 1,73 \text{ A}$$

e per la potenza di alimentazione secondo la [25]:

$$E\, I_{a_0} = 12.000 \times 1,72 = 20,76 \text{ kW}.$$

D'altra parte per la [23]:

$$I_{a_1 m} = 3,15 \text{ A}$$

e analogamente:

$$I_{g_0} = 0,26 \text{ A}$$

$$I_{g_1 m} = 0,44 \text{ A}.$$

La potenza all'uscita è pertanto:

$$P_s = \frac{A\, I_{a_1 m}}{2} = \frac{11.200 \times 3,15}{2} = 17,32 \text{ kW}$$

ed il rendimento di conversione ([19]):

$$\rho = \frac{17,32}{20,76} = 0,83.$$

La potenza di eccitazione di griglia risulta:

$$\frac{G\, I_{g_1 m}}{2} = \frac{1600 \times 0,44}{2} = 352 \text{ W}.$$

I tre triodi in parallelo assorbirebbero quindi una potenza di 20,76 × 3 = 62,28 kW e darebbero una potenza utile di 17,32 × 3 = = 51,96 kW. Richiederebbero inoltre una eccitazione di 352 × 3 ≌ ≌ 1 kW.

I risultati ottenuti durante le prove sperimentali sono stati assai prossimi a quelli ora previsti. Si può anzi dire che praticamente la concordanza è stata appieno soddisfacente. Invero i tre triodi hanno effettivamente assorbito 65 kW ed hanno reso una potenza totale ([20]) di circa 52 kW.

L'eccitazione dello stadio dei tre triodi è stata ottenuta con un tubo RS 53 capace di fornire una potenza utile di 1,5 kW. Questo a sua volta è stato eccitato con un triodo TA 8/300 alimentato con 8000 volt.

Roma, dicembre 1933-XII.
Società Italo Radio.

([19]) Il rendimento così ottenuto concorda assai bene in questo caso con quello desumibile dall'applicazione della [10].

([20]) Per la misura della potenza utile si è seguito il procedimento indicato da: G. Pession e T. Gorio: Dati e memorie sulle Radiocomunicazioni, 1930, II, p. 588.

GLI ULTRASUONI E IL LORO IMPIEGO PER L' ESPLORAZIONE SUBACQUEA

SERGIO ROSANI

Richiamati brevemente alcuni principi teorici sulle onde elastiche e sulla loro propagazione attraverso l'acqua di mare, si descrive il proiettore piezoelettrico, ideato dal Langevin, per la produzione delle oscillazioni ultrasonore. Successivamente si esaminano alcuni tipi di apparati da scandaglio e da esplorazione orizzontale, attualmente impiegati sulle navi.

1. - Generalità.

La segnalazione subacquea deve la sua origine ed il suo rapido sviluppo al continuo sforzo fatto dalla tecnica per aumentare la sicurezza della navigazione. L'impiego della radiotelegrafia a bordo delle navi ha accresciuto enormemente questa sicurezza, per ciò che riguarda la salvaguardia della vita umana in mare, ma non ha permesso di risolvere la rimanente parte del problema, che interessa più particolarmente la sicurezza della nave. E' sovente di capitale importanza, per un bastimento, poter rilevare la presenza di un ostacolo immerso, sia esso fisso o sia mobile rispetto al fondo, e più ancora conoscere con precisione e continuità la profondità esistente sotto la chiglia, specie quando si debba navigare in bassi fondali.

La soluzione di questo importante problema può essere ottenuta impiegando particolari oscillazioni, che si propaghino facilmente nel mezzo acqua, e per le quali si verifichi il fenomeno della riflessione sopra qualsiasi corpo estraneo disposto lungo la traiettoria. Nota la velocità di propagazione di tali onde, si può valutare, in base all'intervallo di tempo che trascorre fra l'emissione di un segnale ed il ritorno dell'eco, la distanza dell'ostacolo o del fondo del mare.

Le onde che meglio si prestano a questo scopo sono quelle elastiche, cioè quelle che si propagano per compressione e dilatazione del mezzo materiale in cui hanno sede. Per queste onde l'assorbimento da parte dell'acqua è minimo, così che si possono raggiungere distanze ben più considerevoli di quelle raggiungibili con onde di altra natura. Per di più la velocità di propagazione è relativamente bassa e ciò rende possibile di determinare con precisione l'intervallo di tempo, fra segnale ed eco, anche per distanze piccole.

Gli americani iniziarono per primi gli esperimenti per la determinazione delle profondità marine, impiegando uno speciale generatore subacqueo a lamina vibrante, ideato dal Fessendem, capace di produrre un'onda elastica di frequenza 500 Hz (1), e riuscendo

(1) W. Mitchell: Wir. World, 1925, XXIV, p. 538.
H. Hill: U. S. Naval Proc., 1928, LIV, p. 212.

sin da allora a scandagliare in 6000 metri di fondo. Successivamente altre esperienze, eseguite dalla marina inglese e da quella tedesca (2), portarono a notevoli migliorie negli apparati, soprattutto per ciò che riguarda la registrazione automatica delle profondità, e permisero di diffondere l'impiego dello scandaglio.

I brillanti risultati ottenuti dalla marina americana con i rilievi eseguiti attraverso l'Atlantico, il Mediterraneo, il Mar Rosso e l'Oceano Indiano, nei mesi di giugno, luglio, agosto 1922, e soprattutto la campagna idrografica della nave tedesca « Meteor », che dall'aprile 1925 al giugno 1927 esplorò completamente il fondo marino dell'Atlantico meridionale, attirarono l'attenzione generale su questo me-

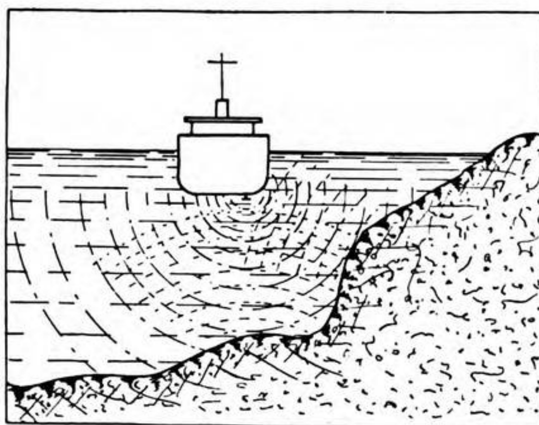


Fig. 1. — Propagazione dell'onda diretta e di quella riflessa dal fondo, nel caso di emissione non direttiva.

todo di esplorazione subacquea, che entrava nella pratica aprendo una nuova èra nel campo dell'idrografia. I dati ricavati da lunghe esperienze confermarono la precisione del metodo, ma, nello stesso tempo, stabilirono che su di esso non si poteva fare assegnamento quando le profondità diminuivano al disotto dei 50 metri e che, d'altra parte, esso non poteva essere impiegato per l'esplorazione in senso orizzontale, perchè l'emissione non aveva alcuna proprietà direttiva. E' facile rendersi conto di ciò, quando si pensi che le vibrazioni sonore emesse da una lamina vibrante (apparecchio tipo Fessendem) si propagano per onde sferiche e, se il fondo del mare non ha un andamento regolare, è evidente che si hanno echi confusi, successivi o sovrapposti, che rendono impossibile determinare con esattezza la profondità (fig. 1). Per ottenere una determinazione precisa è necessario impiegare una emissione direttiva (fig. 2), cioè imprimere alla lamina una frequenza tale, che la lunghezza d'onda del suono

(2) M. TENANI: Rivista Marittima, 1924, LVII, p. 319.
R. ESTRADA: Revista General de Marina, 1925, XCVI, p. 479.

emesso risulti molto piccola rispetto al diametro della lamina stessa. Poichè per i suoni la lunghezza d'onda è sempre molto grande rispetto alle normali dimensioni della piastra vibrante, per emettere radiazioni a fascio, occorre evidentemente impiegare onde elastiche di frequenza più alta che quella dei suoni udibili.

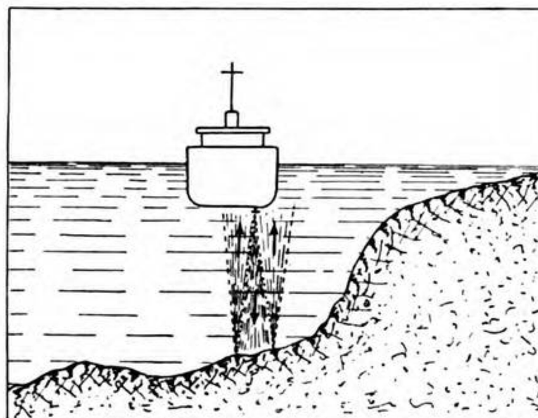


Fig. 2. — Propagazione dell'onda diretta e di quella riflessa dal fondo, nel caso di emissione direttiva.

2. - Gli ultrasuoni.

Le onde elastiche a frequenza ultraudibile sono note comunemente col nome di ultrasuoni, e nella scala continua di frequenze delle vibrazioni occupano la gamma limitata inferiormente dal valore di circa 20 kHz.

Questa definizione, basata sopra un limite di sensibilità dell'orecchio umano, si dimostra molto utile nella pratica, ma non stabilisce alcuna discontinuità fra le proprietà delle vibrazioni elastiche udibili e quelle degli ultrasuoni. Il grande interesse, che questi presentano nella pratica, è dovuto esclusivamente alla modificazione profonda, ma progressiva, che l'aumento del parametro frequenza introduce nella legge generale della propagazione. Ne deriva che lo studio degli ultrasuoni non è che un caso particolare della teoria generale delle onde elastiche. In essa ben si inquadrano i fenomeni di propagazione degli ultrasuoni attraverso l'acqua di mare, quando si considerino i particolari valori di frequenza adoperati e le costanti caratteristiche del mezzo.

a) *Velocità di propagazione.* — La velocità di propagazione di un'onda elastica in un mezzo omogeneo ed isotropo è data dalla relazione :

$$c = \sqrt{\frac{\gamma}{\mu \rho}}$$

dove $\gamma = C_p/C_v$ è il rapporto fra il calore specifico a pressione costante e quello a volume costante, μ il coefficiente di comprimibilità del mezzo e ρ la sua densità.

Nel caso dell'acqua di mare, essendo γ praticamente eguale all'unità, ed assumendo come valori di μ e ρ quelli medi che normalmente si riscontrano nei nostri mari ($\mu = 43{,}66 \cdot 10^{-10}$ m²/kg; $\rho = 102{,}6$ kg · sec²/m⁴), si ricava che, indipendentemente dalla frequenza, la velocità di propagazione così dei suoni, come degli ultrasuoni, è di 1497 m/sec.

Questo valore di c non è costante, ma varia da punto a punto della zona acquea in relazione con la temperatura, con la salinità e con la pressione (profondità), le quali modificano le costanti caratteristiche del mezzo. Quando si debbano eseguire accurati lavori di rilievo idrografico, occorre tener presente tutto ciò ed applicare alle misure le correzioni relative; ma, per i bisogni correnti della navigazione, è più che sufficiente considerare la velocità di propagazione costante ed eguale al valore medio di 1500 m/sec [3].

Nel caso di propagazione attraverso il mezzo aria, date le costanti caratteristiche di questa, la velocità c si riduce a circa un quarto del valore anzidetto. Considerando l'aria alla pressione normale, alla temperatura di 15°, ed essendo:

$$\gamma = 1{,}41$$
$$\mu = 9{,}69 \cdot 10^{-5} \text{ m}^2/\text{kg}$$
$$\rho = 0{,}122 \text{ kg} \cdot \text{sec}^2/\text{m}^4,$$

si trova $c = 344$ m/sec.

b) *Assorbimento del mezzo.* — Durante la propagazione delle onde elastiche, analogamente a quanto accade per le onde hertziane, si verifica un fenomeno di assorbimento e di dissipazione progressiva dell'energia.

Nella propagazione per successive compressioni e dilatazioni del mezzo si generano scorrimenti fra le molecole, i quali, a causa della viscosità del fluido, danno luogo ad una perdita di energia per attrito. Inoltre, per effetto delle stesse compressioni e decompressioni, si producono variazioni di temperatura fra punti vicini e quindi, in relazione alla conducibilità termica del mezzo, si ha uno scambio di calore con conseguente ulteriore dissipazione dell'energia [4].

L'acqua è un elemento poco viscoso, ma ciò nonostante questo fattore interviene come elemento principale nel fenomeno di assor-

---

(3) L'Ufficio idrografico della Marina inglese ha eseguito numerose determinazioni di c nei vari mari, riuscendo a stabilire 23 zone in ciascuna delle quali la velocità di propagazione degli ultrasuoni si può ritenere soltanto funzione della profondità. Apposite tabelle forniscono la correzione da apportare alla velocità media in relazione alla profondità.

Nelle prove eseguite si è constatato, che i valori limiti della velocità di propagazione sono: 1540 m/sec nel Mar Rosso; 1460 m/sec nel Mare di Bering.

(4) P. BIQUARD: Revue d'Acoustique, 1932, I, p. 93.

bimento, mentre l'effetto della conducibilità termica risulta trascurabile. Per l'aria entrambi i fattori assumono all'incirca lo stesso valore, per cui l'assorbimento complessivo è molto più forte.

La teoria generale delle onde elastiche dimostra che il fenomeno di assorbimento segue una legge esponenziale della forma $a = A\ e^{-\alpha x}$ dove :

a = ampiezza dell'oscillazione alla distanza x dall'origine,
A = ampiezza iniziale dell'oscillazione,
α = coefficiente di assorbimento,
e = 2,7183 (costante di Nepero).

Il coefficiente di assorbimento α, per oscillazioni a frequenza non troppo elevata e per ampiezze di spostamento di valore molto piccolo, può essere espresso dalla relazione (in cui le grandezze fisiche sono da valutarsi in unità C. G. S.) :

$$\alpha = \frac{4\pi^2 f^2}{\rho c^3}\left[\frac{4\eta}{3} + (\gamma - 1)\frac{k}{C_p}\right],$$

dove :

ρ = densità del mezzo,
c = velocità di propagazione,
η = coefficiente di viscosità,
γ = rapporto dei calori specifici,
k = coefficiente di conducibilità termica interna,
C_p = calore specifico a pressione costante,
f = frequenza dell'oscillazione;

cioè, a parità di altre condizioni, è direttamente proporzionale al quadrato della frequenza di oscillazione.

Per avere un'idea concreta dell'effetto prodotto dall'assorbimento del mezzo sull'energia che si propaga, si prende normalmente in esame il coefficiente di penetrazione β che è l'inverso del coefficiente di assorbimento α.

Esso rappresenta la distanza alla quale l'ampiezza iniziale dell'oscillazione è ridotta nel rapporto $1/e$, e conseguentemente l'energia nel rapporto $1/e^2$ (circa 0,1).

Adottando per l'acqua di mare i seguenti valori delle costanti :

ρ = 1,04 g/cm^3
c = 1,5 · 10^5 cm/sec
η = 1,4 · 10^{-2} g/(cm · sec)
γ = 1
C_p = 1,002 picc. cal./(g · gradi)
k = 1,5 · 10^{-3} picc. cal./(cm · sec · gradi),

si ricava $\beta = 475 \cdot 10^{13}/f^2$ cm.

Esiste cioè un limite superiore di frequenza oltre il quale l'energia emessa viene rapidamente assorbita dal mezzo e l'onda ultrasonora non si propaga a distanza sufficiente; tale limite si può se-

gnare, in relazione con le esigenze attuali, intorno al valore $f = 100$ kHz, per il quale si ha $\beta = \sim 5$ km.

Se si considera il mezzo aria, si trova col calcolo che il coefficiente di penetrazione è circa 1000 volte più piccolo [5]; la soglia superiore di frequenza, oltre la quale l'energia emessa viene troppo rapidamente assorbita, scende quindi al disotto del limite delle frequenze ultraudibili, per cui praticamente gli ultrasuoni non trovano applicazione nelle segnalazioni a distanza attraverso l'aria.

Lo studio dell'assorbimento delle onde ultrasonore nell'acqua presenta un grande interesse per l'esplorazione subacquea, perchè fissa un limite superiore delle frequenze utilizzabili. Se si impone come

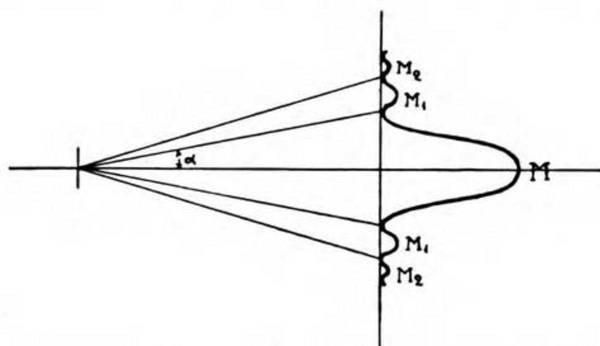


Fig. 3. — Diffrazione di un fascio di onde ultrasonore.

condizione necessaria che il coefficiente di penetrazione non sia inferiore a 10 km, si trova infatti, come s'è visto, che non è possibile adoperare oscillazioni di frequenza superiore ai 70 kHz.

c) *Diffrazione*. — Lord Rayleigh ha dimostrato che l'energia sonora emessa da una sorgente è concentrata in una determinata direzione, quando le dimensioni della sorgente sono grandi rispetto alla lunghezza d'onda del suono emesso; in caso contrario si produce un fenomeno di diffrazione e l'energia si disperde in tutte le direzioni [6]. Una sorgente ultrasonora, formata da una lamina circolare di diametro *d*, per la quale l'ampiezza di vibrazione sia uniforme in tutta l'estensione della superficie vibrante, dà origine ad una irradiazione che a grande distanza si presenta, a seguito del fenomeno di diffrazione, come in fig. 3. Si ha un massimo *M* nella direzione normale alla sorgente, due primi minimi nulli nelle direzioni formanti con la normale un angolo α tale che sen $\alpha = 1,2\ \lambda/d$, ed una successione di massimi secondari M_1, M_2,... di valore decrescente, separati da minimi nulli. L'esistenza di questi massimi secon-

(5) E. PAOLINI: A. F., 1932, I, p. 357.
(6) P. BIQUARD: Revue d'Acoustique, 1932, I, p. 315.

dari non ha grande importanza, perchè il loro valore è notevolmente inferiore a quello del massimo principale; si può perciò considerare che il 90 % dell'energia emessa sia concentrata in un cono il cui angolo al vertice è di 2α.

Per l'acqua di mare si ha $\text{sen}\,\alpha = 1{,}8 \cdot 10^5/(d \cdot f)$, essendo d il diametro della piastra vibrante espresso in centimetri, ed f la frequenza di vibrazione in hertz.

La possibilità di utilizzare un effetto direzionale impone naturalmente di stabilire l'angolo di apertura del cono di emissione in relazione alle esigenze: occorre tener presente che questa proprietà interviene non solo alla trasmissione, ma anche alla ricezione. Un ricevitore dà il massimo di sensibilità quando le onde ultrasonore in arrivo lo colpiscono normalmente alla sua superficie; quando queste giungono invece sotto un certo angolo di inclinazione rispetto alla normale, la sensibilità risulta diminuita tanto più, quanto più il diametro del ricevitore è grande rispetto alla lunghezza dell'onda della radiazione. Per non rendere troppo difficile l'ascoltazione dell'eco non è conveniente fare l'apertura del cono di emissione molto piccola; d'altra parte non è possibile impiegare piastre vibranti di dimensioni considerevoli. Si ha quindi, a causa della diffrazione, un limite inferiore della gamma di frequenze utilizzabili, al di sotto del quale scompare il vantaggio dell'emissione direttiva. Praticamente, per $2\alpha = 30^\circ$ e $d = \sim 30$ cm, risulta $f = \sim 24$ kHz.

Tale valore non deve essere considerato in senso assoluto; a seconda delle particolari esigenze di impiego richieste dai singoli apparecchi, si potranno stabilire le dimensioni delle piastre vibranti ed i valori delle frequenze di emissione in modo da avere una direttività più o meno forte.

3. - Produzione delle onde ultrasonore.

Il Richardson, che nel 1912 propose per primo l'impiego degli ultrasuoni per l'esplorazione subacquea, e successivamente il Parsons, pensarono di generare tali onde a mezzo di una sirena idraulica posta nel fuoco di uno specchio parabolico, ma questa idea non ebbe alcun risultato pratico. Nel 1914 il Chilowsky, imitando l'apparecchio Fessendem per la produzione delle onde sonore, cercò di generare gli ultrasuoni a mezzo di una lamina vibrante posta direttamente a contatto del mezzo. Egli pensò di servirsi delle piastre di un condensatore posto in un circuito percorso da corrente alternata ad alta frequenza. Quando il condensatore è carico, fra le sue armature viene ad agire una forza di attrazione che scompare a condensatore scarico, di modo che le oscillazioni elettriche del circuito producono periodiche attrazioni fra le lamine ponendole in vibrazione. Queste vibrazioni, che hanno frequenza doppia di quella della tensione applicata, possono essere trasmesse all'acqua, a condizione che una delle armature del condensatore sia fissa e l'altra libera di muoversi a contatto del mezzo. L'attuazione dell'apparecchio presentò però enormi difficoltà a causa del valore della potenza richiesta all'emissione e della eccessiva tensione elettrica che si deve applicare alle piastre

del condensatore ([7]); così anche l'idea del Chilowsky fu completamente abbandonata.

Il problema della generazione delle onde ultrasonore ebbe la sua pratica soluzione soltanto quando il Langevin pensò di utilizzare a questo scopo le proprietà piezoelettriche del quarzo.

E' ormai noto in che consista il fenomeno della piezoelettricità ([8]) e come fra i vari materiali piezoelettrici sia preferito generalmente il quarzo, che meglio risponde alle varie esigenze di impiego. Per ottenere piastrine atte alla generazione di oscillazioni elastiche, il taglio dei cristalli di quarzo deve essere fatto nella direzione perpendicolare all'asse elettrico X (fig. 4), cioè secondo la direzione per la quale si ha il massimo effetto piezoelettrico.

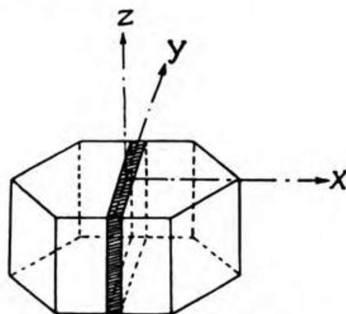


Fig. 4. — Taglio di una piastrina da un cristallo di quarzo.

Se tra le facce della piastrina così ottenuta si applica, mediante due armature, una differenza di potenziale, si manifesta una deformazione meccanica nel senso dello spessore, ed è noto che tale deformazione è direttamente proporzionale alla tensione applicata secondo la relazione:

$$a = \delta V,$$

dove:

a = ampiezza della deformazione meccanica,
V = differenza di potenziale fra le due facce,
δ = modulo piezoelettrico (eguale a $2,15 \cdot 10^{-10}$, per a espresso in cm e V in volt).

([7]) La teoria delle onde elastiche dimostra che l'ampiezza di pressione alternativa p è proporzionale all'ampiezza dello spostamento a secondo la relazione $p = 2 \pi f \rho c a$. Conseguentemente la potenza emessa per unità di superficie da una sorgente sonora è: $P = p^2/(2 \rho c)$. Se si considera una frequenza di 35 kHz, per avere un'ampiezza di pressione di $5 \cdot 10^5$ dine/cm² occorre un'ampiezza di spostamento di $1,45 \cdot 10^{-5}$ cm. Per ottenere simili ampiezze di spostamento, a mezzo delle attrazioni che si manifestano fra le piastre di un condensatore carico, occorrono campi elettrici dell'ordine di $5 \cdot 10^5$ V/cm.

([8]) F. BEDEAU: Mémorial des Sciences Physiques, 1928, VI, p. 13. G. VALLAURI: L'Elettrot., 1927, XIV, p. 445.

Un semplice esame di questa formula ci dice che per ottenere ampiezze di vibrazione dell'ordine di 15/100 di micron, quali sono quelle richieste dalla pratica, il valore della tensione da applicare è dell'ordine di 70 kV cioè esce dal limite delle tensioni normalmente impiegabili per simili applicazioni. Questa prima difficoltà già segnalata da altri sperimentatori è stata vinta dal Langevin, sfruttando il noto fenomeno della risonanza meccanica della piastrina, e cioè applicando ad essa una tensione alternativa di frequenza eguale a quella di risonanza meccanica.

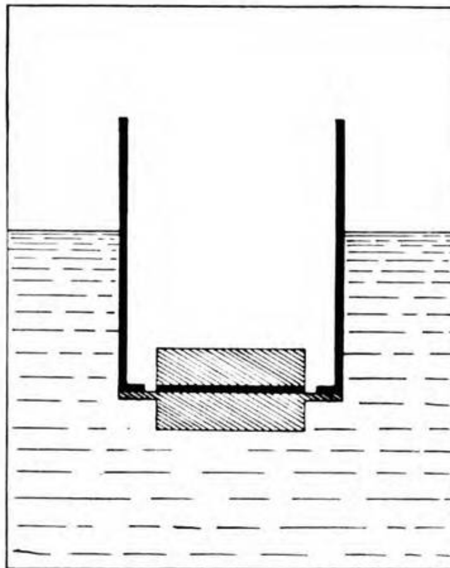


Fig. 5. — Disposizione schematica di un proiettore ultrasonoro piezoelettrico.

L'esperienza dimostra che tale risonanza si verifica per diverse frequenze che corrispondono alla vibrazione della piastrina secondo le direzioni dei vari assi. La relazione che lega la frequenza di risonanza f alla dimensione d nella direzione considerata è approssimativamente :

$$f = k/d\,,$$

essendo k una costante che, nel caso particolare di vibrazione secondo lo spessore, può essere ritenuta eguale a $287 \cdot 10^3$, per f espresso in Hz e d in cm ([9]).

([9]) A. HUND: Proc. I. R. E., 1926, XIV, p. 447.

Si può dimostrare che, considerando una piastrina posta con una delle sue facce a contatto dell'acqua e con l'altra a contatto dell'aria, ed eccitandola sulla sua frequenza di risonanza, si ottiene, a pari tensione, un'ampiezza di deformazione circa cinque volte più grande di quella ottenibile staticamente. Questo risultato che permette di abbassare la tensione sino a valori di 15 kV, non porta però nella pratica grandi vantaggi perchè si rimane sempre nel campo di tensioni molto elevate, e d'altra parte, per avere la risonanza sulle frequenze utilizzabili per l'esplorazione subacquea, occorrerebbero piastrine di quarzo di spessore inattuabile.

La pratica soluzione del problema fu ottenuta dal Langevin stesso impiegando come sorgente di onde ultrasonore una piastrina di quarzo incollata fra due blocchi di acciaio, in modo da formare un tutto rigido noto comunemente col nome di « *sandwich* piezoelettrico ». Se si dispone un *sandwich*, come in fig. 5, con uno dei blocchi di acciaio a contatto dell'acqua e l'altro a contatto dell'aria, e se lo spessore del quarzo è trascurabile rispetto a quello dell'acciaio, il fattore di amplificazione alla risonanza è circa 25, per cui la tensione richiesta per l'eccitazione scende a valori di circa 3000 V.

Poichè la sede di variazione di pressione è sempre nel quarzo, le condizioni di risonanza devono essere tali da lasciare il cristallo in un nodo di oscillazione e le facce libere dei dischi di acciaio in un ventre. In conseguenza la condizione di risonanza fondamentale si verifica quando il semispessore del *sandwich* è uguale ad un quarto della lunghezza d'onda della vibrazione che si stabilisce nel complesso acciaio-quarzo, cioè quando :

$$f = c/(2\,s),$$

essendo c la velocità di propagazione delle vibrazioni nel *sandwich*, ed s lo spessore totale. Praticamente, per le qualità di acciaio normalmente impiegate, si può con sensibile approssimazione calcolare la frequenza propria del sistema in base alla relazione :

$$f = 243.000/s\,,$$

per f espresso in Hz ed s in cm.

Allo scopo di avere una superficie emittente di grandi dimensioni si impiega, al posto di una sola piastrina di quarzo, un mosaico formato con diverse piastrine incollate con apposito mastice fra i due blocchi di acciaio. Il *sandwich* viene rigidamente connesso ad un'armatura di supporto, orizzontale o verticale, come è schematicamente rappresentato in fig. 6, in modo che il punto di attacco sia il più possibile vicino al nodo di vibrazione, e che le facce esterne del complesso restino libere di vibrare, una a contatto dell'aria e l'altra immersa nell'acqua.

Tale sistemazione, comunemente nota col nome di « proiettore ultrasonoro », viene usata sia alla trasmissione per trasformare l'energia elettrica in energia vibratoria elastica, sia alla ricezione per la trasformazione inversa.

4. - Il proiettore ultrasonoro.

Lo studio del funzionamento di un proiettore ultrasonoro può essere fatto con criteri analoghi a quelli che si applicano ai piezo-oscillatori. In tale ipotesi un proiettore può considerarsi equivalente ad un circuito elettrico (fig. 7) formato da una capacità C (la capacità

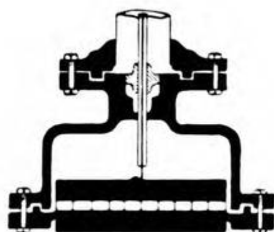


Fig. 6. — Sezione schematica di un proiettore ultrasonoro per scandaglio.

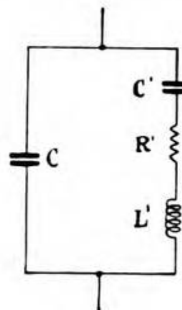


Fig. 7. — Circuito equivalente del proiettore.

dielettrica del condensatore quarzo-acciaio) avente in parallelo un circuito risonante fittizio costituito da una resistenza R', un'induttanza L' ed una capacità C', tali che $4\pi^2 f^2 L' C' = 1$, se f è la frequenza di risonanza meccanica del proiettore. Quando il proiettore è eccitato sulla frequenza f, il circuito equivalente si riduce ad una resistenza R' in derivazione sulla capacità C. Il valore di questa resistenza equivalente è un dato importante del proiettore, perchè il rapporto V^2/R' (essendo V la tensione applicata alle piastre) rappresenta la potenza elettrica effettivamente trasformata in potenza oscillatoria. La resistenza R' e la reattanza $1/(\omega C)$ stabiliscono inoltre l'angolo di fase φ esistente fra la corrente di alimentazione del proiettore e la tensione applicata ai suoi morsetti.

L'applicazione delle formule al caso pratico dei normali proiettori ultrasonori dà per R' valori molto forti ($50.000 \div 100.000\ \Omega$) e, in relazione ai valori di reattanza di C [10], fattori di potenza molto

---

[10] Per un proiettore avente una superficie vibrante di 382 cm^2 ed uno spessore di 6,48 cm, i valori medi delle costanti del circuito equivalente sono i seguenti:

f = 36.000 Hz C' = 0,71 $\mu\mu$F
C = 0,35 mμF R' = 80.000 Ω
L' = 28 H.

Questi valori che dovrebbero essere costanti per uno stesso proiettore, perchè dipendenti solo dalla forma, dalla massa e dal modulo di elasticità del *sandwich*, sono invece variabili, a causa del mastice, entro limiti molto vasti.

piccoli in confronto a quelli che correntemente si riscontrano nelle applicazioni elettriche e radioelettriche (circa 0,1). Ne consegue che, per fornire una certa potenza al proiettore, è necessario avere una potenza apparente di circolazione relativamente molto elevata. La potenza elettrica effettiva che può essere fornita ad un proiettore è limitata a valori molto bassi, dipendenti dai massimi di tensione che si possono applicare alle piastre; oltre tale limite si verifica il così detto fenomeno dello « scollamento », cioè il mosaico di quarzo perde la primitiva efficienza ed il rendimento del proiettore diminuisce sino quasi ad annullarsi. Sotto questo punto di vista, da anni, la tecnica cerca di risolvere il problema di migliorare le condizioni di funzio-

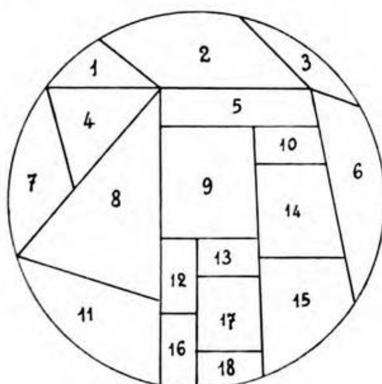


Fig. 8. — Disposizione delle piastrine nei primi mosaici per proiettori ultrasonori.

namento, ma i progressi sino ad oggi ottenuti non sono notevoli; essi lasciano il proiettore ultrasonoro all'incirca nelle stesse condizioni in cui è sorto: un organo molto delicato, la cui costruzione richiede particolari cure e la cui efficacia è saltuariamente variabile in relazione al tempo ed alle condizioni di funzionamento, che provocano irregolari modificazioni nel mastice e nell'assetto delle piastrine di quarzo.

Per ottenere un proiettore efficace occorre in primo luogo che il quarzo sia puro ed esente da geminazioni e che le piastrine siano poste in opera in modo conveniente. Un quarzo geminato si presenta come costituito da un insieme di cristalli elementari alcuni dei quali hanno, rispetto agli altri, polarità invertita. Conseguentemente, sottoponendo una piastrina all'azione di un campo elettrico, se il quarzo è limpido ed esente da geminazioni, il senso e la grandezza delle deformazioni lungo l'asse elettrico sono identici per tutta la superficie; se invece vi sono geminazioni, si possono verificare in alcuni punti deformazioni nulle o addirittura in senso opposto. In conseguenza l'effetto piezoelettrico complessivo della piastrina risulta molto minore di quello che si avrebbe con quarzo non geminato.

Nei primi proiettori non si teneva alcun conto dell'orientamento delle singole piastrine costituenti il mosaico, e pertanto questo veniva formato ad esempio come in fig. 8. Successivi studi ed esperimenti hanno invece mostrato l'importanza dell'orientamento relativo

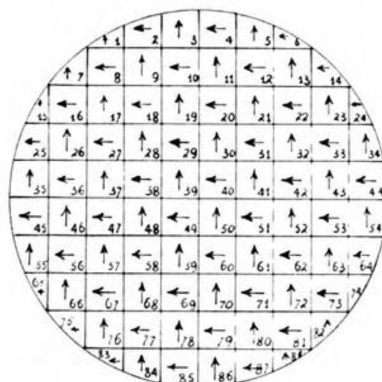


Fig. 9. — Disposizione delle piastrine nei moderni mosaici per proiettori ultrasonori.

degli assi delle varie piastrine ai fini di ridurre il cimento cui il mastice è sottoposto; perciò si impiegano oggi piastrine di forma regolare e si dispongono come in fig. 9, con le direzioni dell'asse *Y*

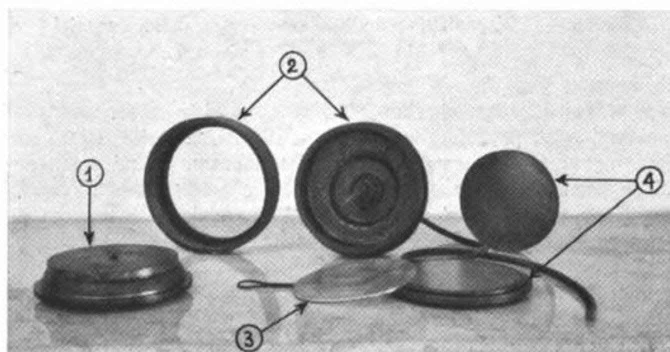


Fig. 10. — Parti costituenti un proiettore ultrasonoro: 1) *sandwich* incollato; 2) involucro esterno; 3) mosaico di quarzo; 4) piastre vibranti.

fra loro alternativamente normali. La ragione di una tale disposizione risiede nel fatto che la deformazione secondo l'asse *X*, che viene utilizzata per produrre l'oscillazione delle piastre di acciaio, è sempre accompagnata da deformazioni nel senso dell'asse *Y*, che sono

proporzionali alla dimensione della piastrina secondo questa direzione. Poichè questa dimensione è molto più rilevante che quella nel senso dello spessore, il movimento vibratorio può essere abbastanza sensibile e tale da cimentare il mastice sino a staccare le superficie incollate. Le deformazioni secondo l'asse Z sono invece trascurabili; converrebbe perciò usare cristalli di forma rettangolare con la dimensione maggiore disposta secondo l'asse Z. Praticamente la disposizione migliore è quella della fig. 9, cioè piastrine di forma quadrata, di dimensioni abbastanza limitate ($3 \div 5$ cm di lato), ed orientate nel modo anzi detto per ripartire uniformemente lo sforzo sul mastice.

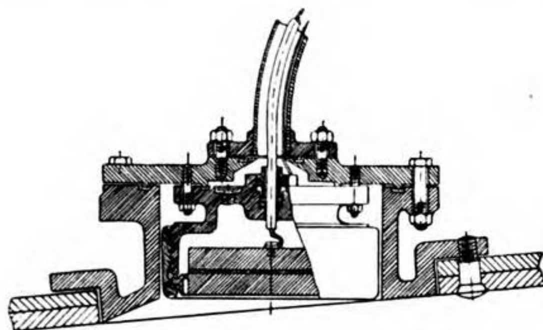


Fig. 11. — Attacco allo scafo di un proiettore per esplorazione verticale.

Le questioni più importanti nei riguardi del rendimento del proiettore sono la scelta del mastice per l'incollamento del *sandwich* (fig. 10) e la buona riuscita dell'operazione di cementatura. Il mastice deve poter fondere e divenire fluido facilmente per permettere l'incollamento, ma la sua temperatura di fusione non deve evidentemente essere inferiore a quella che il proiettore assume nel funzionamento; deve aderire fortemente al quarzo ed al metallo ed avere un coefficiente di dilatazione molto prossimo al loro; non deve diventare fragile indurendosi; deve avere un alto potere isolante, ed infine proprietà fisiche tali da assorbire piccola parte della potenza fornita al proiettore.

Queste particolari caratteristiche sono ottenute con miscele di cere, resine, catrami, gomme, liquidi isolanti e simili, in dosi che i costruttori tengono normalmente segrete.

L'operazione di incollamento, che a prima vista può sembrare facile, richiede invece particolari cure e non sempre riesce in modo perfetto: occorre soprattutto che il mastice sia uniformemente distribuito sulla superficie delle piastre di acciaio e negli spazi fra piastrina e piastrina, in modo da evitare la formazione di bolle d'aria nell'interno del *sandwich*, molto dannose per un buon rendimento del complesso.

A seconda dell'impiego cui è destinato l'apparato, i proiettori ultrasonori hanno dimensioni e caratteristiche diverse. Si distinguono:

a) *Proiettori da esplorazione verticale o da scandaglio* (fig. 11 e 12). — Vengono impiegati dalle navi per la verifica dei fondali durante la navigazione, e dai bastimenti idrografici nei lavori di rilievo in medie profondità. Essi vengono fissati rigidamente entro un alloggio praticato nello scafo, in modo da mantenere la piastra vibrante orizzontale, rivolta verso il basso, e raccordata nel modo più continuo possibile alle lamiere del fasciame per evitare rigurgiti d'acqua. Il *sandwich* è sempre di forma circolare, di diametro e di spessore variabili a seconda delle particolari esigenze di impiego ([11]), ed è posto entro una custodia di acciaio fuso dove apposite guarnizioni ga-



Fig. 12. — Proiettore per scandaglio tipo S.C.A.M.

rantiscono la tenuta stagna. Un cavo ad alto isolamento, partendo da un polo dell'apparecchio eccitatore, va direttamente alla piastra isolata posta a contatto dell'aria mentre l'altro polo, tramite la massa, è a diretto contatto con la piastra emittente.

b) *Proiettori da esplorazione orizzontale o periteri* ([12]). — Ideati esclusivamente per l'esplorazione orizzontale, sono stati successivamente modificati per l'impiego anche nel senso verticale. Essi vengono solidamente applicati ad un apposito supporto verticale scorrevole entro un cilindro, che permette di tenerli ad una certa profondità sotto la chiglia in posizione di lavoro, e di farli rientrare nello scafo dopo l'uso. Il proiettore è collegato al supporto a mezzo di un attacco a cerniera che consente l'orientamento della piastra vibrante nel piano verticale; l'orientamento nel piano orizzontale è invece ottenuto facendo ruotare su se stesso l'asse di supporto. La scatola

---

([11]) Il valore medio adottato per il diametro è di 220 mm; quello per lo spessore 64,5 mm (4,5 mm per il quarzo e 30 mm per ciascuna delle piastre di acciaio), cui corrisponde una frequenza di risonanza di 37.000 Hz.

([12]) La denominazione di « peritero » deriva dalle due parole greche περί (intorno), τηρέω (esploro). Molto sovente i proiettori da esplorazione vengono definiti anche col nome di « cercatori ».

di acciaio di protezione del *sandwich* (fig. 13) è molto simile a quella del proiettore da scandaglio, le piastre vibranti sono di diametro maggiore e la frequenza di risonanza è lievemente più bassa allo

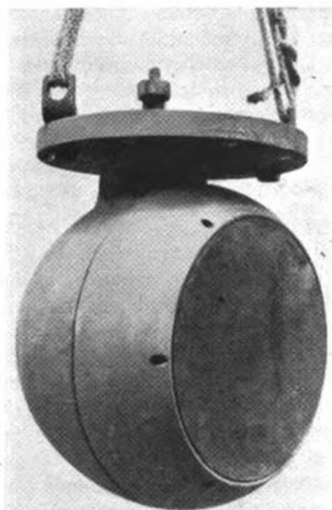


Fig. 13. — Proiettore per esplorazione orizzontale tipo S.C.A.M.

scopo di ottenere una maggiore portata dei segnali. In conseguenza delle varie esigenze di impiego (portata ed apertura del cono di emissione) il campo di variabilità del diametro e dello spessore del *sandwich* risulta molto più ampio di quello che si riscontra per i proiettori da scandaglio.

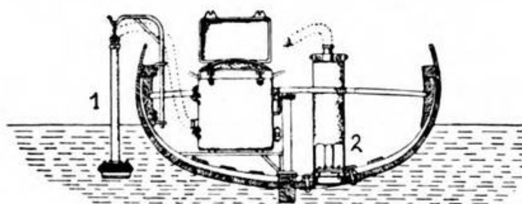


Fig. 14. — Sistemazione di proiettori per scandaglio su un'imbarcazione: 1) sistemazione volante per scandagliare da fermo; 2) sistemazione per scandagli con imbarcazione in moto.

c) *Proiettori da imbarcazione.* — Sono del tutto simili ai proiettori da scandaglio e servono al lavoro idrografico con imbarcazioni in

piccolissimi fondali. Il *sandwich*, sempre di forma circolare, ha un diametro molto ridotto e la frequenza di risonanza è molto elevata per ottenere un cono di emissione abbastanza ristretto a scapito della portata che non ha, in questo caso, grande importanza. Il proiettore può essere rigidamente sistemato sull'imbarcazione (fig. 14) ed allora, a parte le piccole dimensioni, è identico al proiettore normale da scandaglio; oppure può essere costruito con involucro esterno speciale, in modo da consentire la sistemazione volante fuori bordo. In questo caso il lavoro di scandaglio deve essere fatto con imbarcazione ferma.

5. - Trasmettitori e ricevitori per stazioni ultrasonore.

La tensione alternata ad alta frequenza necessaria per il funzionamento del proiettore ultrasonoro viene solitamente generata a mezzo di un normale trasmettitore radiotelegrafico, che può essere del tipo a scintilla con eccitazione ad impulso, oppure del tipo ad oscillazione persistente, a triodi.

L'eccitazione con l'apparato a scintilla permette di emettere treni d'onda smorzati, di brevissima durata; il tempo necessario all'emissione del segnale è minimo, ed il proiettore ritorna quasi subito nella posizione di riposo. L'eccitazione con onde persistenti presenta invece il vantaggio di poter fornire, a pari tensione, una maggior potenza al proiettore. Poichè lo stesso proiettore è utilizzato sia come trasmettitore, sia come ricevitore di vibrazioni ultrasonore, è evidente che per scandagli in piccole profondità è conveniente adoperare l'eccitazione ad onde smorzate, perchè in tal modo, al ritorno dell'eco dal fondo, la piastra vibrante è già tornata in condizioni di riposo. Per l'esplorazione a distanza questa necessità non ha più ragione di esistere, potendo essere il tempo, che intercorre fra l'emissione del segnale ed il ritorno dell'eco, relativamente lungo in confronto con la durata del segnale. Poichè, d'altra parte, occorre fornire al proiettore potenza maggiore, è utile impiegare a tale scopo l'eccitazione ad onde persistenti.

Generalmente il trasmettitore è formato da un unico tubo autooscillatore, ma si tende oggi ad adottare un tubo pilota che ne comanda un secondo amplificatore, sul circuito oscillatorio del quale è derivato il proiettore. Alla ricezione, le vibrazioni elastiche provocate dal ritorno dell'eco sul proiettore generano deboli tensioni oscillatorie, che devono essere fortemente amplificate e successivamente rivelate dall'apparecchio di ricezione. Il sistema amplificatore e rivelatore, noto comunemente nella tecnica ultrasonora col nome di ricevitore, è formato da un normale amplificatore a tubi elettronici montato secondo lo schema a resistenza-capacità, oppure ad anodi sintonizzati, al quale viene aggiunto uno stadio oscillatore (eterodina) quando le onde in arrivo sono persistenti.

L'attuazione di tale apparato non presenta grandi difficoltà, quando si tratti di stazioni per esplorazione a breve distanza, ma diventa un problema difficile quando si voglia esplorare a distanze forti e con nave in moto a velocità elevate. L'amplificazione necessaria, già forte per i comuni amplificatori degli apparati da scandaglio,

diventa eccessiva nel caso di tali periteri ed obbliga a portare il ricevitore sino al limite superiore di amplificazione, consentito dalla stabilità nei riguardi dell'autooscillazione. Contemporaneamente occorre tener presente che il proiettore raccoglie una certa quantità di rumori parassiti, dovuti soprattutto al fruscio dell'acqua scorrente sulla piastra, i quali risultano, data l'amplificazione, molto difficili ad eliminarsi. Pur sistemando opportuni filtri nel circuito del ricevitore, il rapporto fra il livello del segnale e quello del rumore, misurati all'uscita, è generalmente basso, e tale inconveniente costituisce la più grave limitazione all'efficacia del proiettore da esplorazione.

Le oscillazioni elettriche amplificate dal ricevitore possono essere rivelate a udito, per mezzo di un telefono, oppure otticamente o graficamente, con l'ausilio di speciali apparecchi analizzatori. Normalmente per i periteri la ricezione viene fatta a udito, e l'intervallo di tempo trascorso fra l'emissione del segnale ed il ritorno dell'eco si determina a mezzo di un cronografo; per gli apparecchi da scandaglio, ove le misure devono susseguirsi con rapidità e con continuità, si ricorre invece alla rivelazione ottica ed in qualche caso a quella grafica.

6. - Analizzatore ottico.

E' un apparechio che, oltre a rivelare otticamente l'intervallo di tempo fra l'emissione del segnale ed il ritorno dell'eco, fornendo così con continuità la misura del fondo, comanda l'emissione dei segnali ad intervalli di tempo determinati.

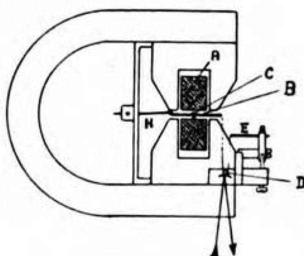


Fig. 15. — Equipaggio oscillografico per analizzatore ottico.

Nei moderni apparati della ditta S.C.A.M. l'analizzatore ottico è costituito da una specie di oscillografo (fig. 15) a lamina vibrante *B* posta fra le espansioni polari di un magnete permanente, nell'interno di una bobina *A* collegata elettricamente con l'uscita dell'amplificatore.

Per effetto di un impulso di corrente nella bobina, la lamina si magnetizza e le sue polarità reagiscono con quelle del magnete provocando una rotazione attorno all'asse orizzontale *C*. Un'estremità della lamina è collegata ad un sottile filo di acciaio che si avvolge per mezzo giro sopra una puleggia *D*, e fa poi capo ad una molla *E*; l'altra estremità è appoggiata ad una molla *H* che ne contrasta il movimento.

Uno specchietto sferico, fissato all'asse della puleggia riflette su un'opportuna scala un raggio di luce; per ogni impulso di corrente fornito dal ricevitore alla bobina (e quindi sia alla partenza, sia all'arrivo dell'eco), l'immagine luminosa ha un guizzo; per poter valutare agevolmente l'intervallo di tempo tra questi due istanti, lo si traduce in un intervallo lineare, da apprezzare otticamente su una scala graduata, mediante l'indicatore ottico rappresentato schematicamente in fig. 16 ([13]).

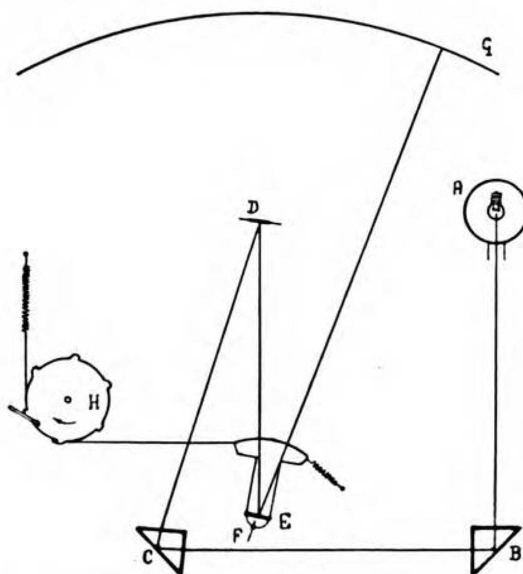


Fig. 16. — Disegno schematico dell'indicatore ottico tipo S.C.A.M.

Una sorgente luminosa *A*, costituita da una lampadina a filamento puntiforme, fornisce un raggio luminoso che, attraverso i prismi *B* e *C*, è condotto sullo specchio *D* sopra menzionato. Da questo esso è riflesso sopra uno specchio *E* e successivamente sopra la scala graduata *G*. Tale scala è tracciata su di una superficie cilindrica (in vetro) il cui asse coincide con l'asse verticale *F* attorno al quale può ruotare lo specchio *E*. A mezzo di un congegno di orologeria che aziona il disco a denti *H*, e di un filo metallico che collega il disco al supporto dello specchio *E*, si provoca con velocità costante il movimento del raggio luminoso dal principio della scala verso il fondo. Quando il raggio ha terminato di percorrere la scala graduata, il filo di acciaio viene liberato dal dente, ed una molla antagonista richiama

([13]) Il sistema che si descrive è uno dei tanti attualmente impiegati per la rivelazione ottica dei segnali di eco.

lo specchio *E* nella posizione iniziale, provocando contemporaneamente l'emissione del segnale ultrasonoro. A tale emissione corri-

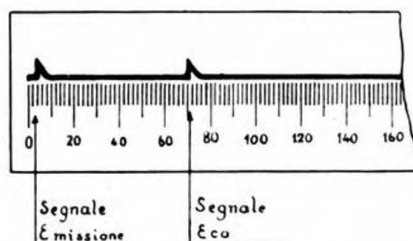


Fig. 17. — Traccia del dente di emissione e di quello di eco sulla scala graduata dell'analizzatore.

sponde un impulso di corrente nel galvanometro, quindi una rotazione dello specchio *D* che devia il raggio luminoso fuori del piano

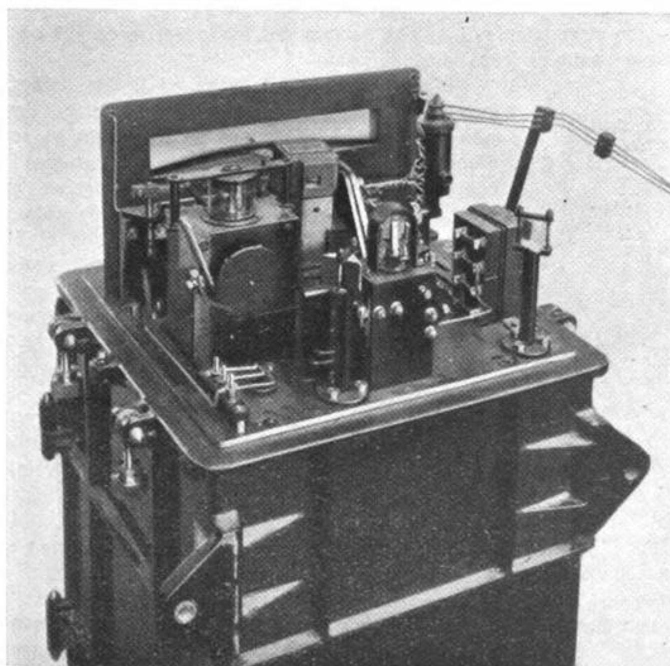


Fig. 18. — Analizzatore ottico tipo ecometro S.C.A.M.

orizzontale. Si ottiene così sulla scala graduata una deviazione della traiettoria del punto luminoso, che ci caratterizza l'istante di emis-

sione (dente di emissione). Nel momento in cui l'onda riflessa giunge sul proiettore si verifica analogo fenomeno, si ha cioè la comparsa di un secondo dente (fig. 17) che fissa l'istante sulla scala di lettura lungo la traiettoria del punto luminoso. Regolando la velocità di rotazione dello specchio *E*, in relazione alla velocità di propagazione degli ultrasuoni nell'acqua, si può ottenere, per lettura diretta, la profondità in metri. La fig. 18 mostra l'attuazione pratica di tale dispositivo.

7. - Registratore grafico.

Il registratore grafico degli scandagli compie lo stesso ufficio dell'analizzatore ottico; esso è un cronografo che misura gli intervalli di tempo fra l'emissione del segnale ed il ritorno dell'eco, ed automaticamente determina le periodiche emissioni ultrasonore. A differenza dell'analizzatore ottico, questo apparecchio registra le misure eseguite dalla nave sopra una striscia di carta affumicata ([14]) che si svolge lentamente, e sulla quale si sposta una punta scrivente. La striscia di carta, o zona, è graduata trasversalmente in profondità e longitudinalmente in tempo, per cui il diagramma che si ottiene rappresenta direttamente il profilo quotato del fondo del mare sul quale la nave cammina con velocità costante.

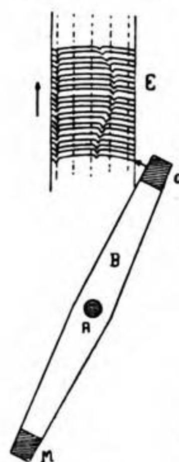


Fig. 19.
Registratore grafico tipo Marti.

L'annerimento della zona ed il suo fissaggio avvengono automaticamente, e l'operatore deve solo occuparsi di accendere un beccuccio ad acetilene e di riempire col liquido di fissaggio la coppa su cui la zona passa prima di uscire dall'apparecchio. A seconda del tipo di apparecchio vi sono diversi modelli di analizzatore, che si differenziano solo per la velocità oraria di svolgimento della zona e per la frequenza con la quale si comanda l'emissione. La velocità di svolgimento più rapida ed il ritmo di emissione più celere si hanno, evidentemente, per gli apparecchi da piccola profondità.

In questo registratore ogni impulso di corrente fa deviare la punta scrivente di un registratore elettromagnetico *O* montato sopra una estremità di un braccio ruotante *B*, che porta all'altro estremo una massa compensatrice *M* (fig. 19). Il braccio *B* è fatto rotare con moto uniforme attorno all'asse *A* da un apposito motore. Per effetto di questa rotazione, la punta traccia sulla zona di carta affumicata *E*, che si svolge con movimento uniforme secondo la direzione indicata dalla freccia, una famiglia di archi di cicloide uniformemente distanziati. Ad ogni giro del braccio mobile, nel momento in cui la punta scrivente

([14]) Il registratore che si descrive è quello tipo Marti. Ve ne sono in commercio altri fondati su principi diversi.

giunge sulla zona, l'apparecchio determina, a mezzo di un contatto elettrico, l'emissione ultrasonora e la punta scrivente azionata dalla corrente del ricevitore registra una deviazione (dente di emissione). Successivamente, al ritorno dell'eco dal fondo, viene registrata sulla striscia una seconda deviazione (dente di eco). La distanza fra i due denti misura direttamente, secondo un'opportuna scala, la profondità, quando la velocità di rotazione del braccio *B* sia messa in relazione con la velocità di propagazione delle onde ultrasonore nell'acqua.

Poichè l'apparecchio stesso comanda l'emissione, il primo dente si produce sempre per una stessa posizione dell'oscillografo; perciò l'insieme dei denti di emissione viene a costituire sulla zona una linea retta parallela e vicina al bordo di entrata. Il secondo dente, quello di eco, si produce a distanza minore o maggiore dal precedente dipendentemente dalla profondità; l'insieme dei denti di eco disegna quindi sulla zona il profilo del fondo lungo la rotta seguita dalla nave. Nella fig. 20 è riportato il diagramma ottenuto in un lavoro di rilievo, eseguito con apparecchio S.C.A.M. munito di registratore Marti.

8. - I progressi della tecnica ultrasonora subacquea.

In pochi anni, da quando il Langevin fece le prime comunicazioni sulle proprietà delle vibrazioni ultrasonore, la tecnica costruttiva ha saputo attuare i nuovi apparati in modo da garantire al navigante la possibilità di avvertire in tempo l'avvicinarsi del bassofondo. Risolto così il problema della sicurezza della navigazione, ulteriori perfezionamenti si sono cercati per poter impiegare gli apparecchi anche sulle navi idrografiche quali mezzi di esplorazione subacquea. Ed il compito è stato brillantemente risolto. Il pratico uso a bordo e le lunghe esperienze eseguite dalle diverse marine, hanno permesso di stabilire con certezza i notevolissimi vantaggi che si ricavano dall'uso dello scandaglio a frequenza ultrasonora. Per il normale lavoro idrografico in medie profondità si può ritenere che l'errore relativo sia inferiore all'1 %, e questo errore, che è dovuto principalmente alle piccole variazioni della velocità di propagazione degli ultrasuoni intorno al suo valore medio in conseguenza di cambiamenti delle costanti del mezzo, può essere in parte corretto facendo uso delle apposite tabelle. Tenuto conto che l'errore massimo assoluto di lettura, che si può aggiungere a quello relativo, non oltrepassa il metro, si può affermare che la precisione dello scandaglio ultrasonoro supera quella di qualsiasi altro tipo di scandaglio. Il funzionamento dell'apparecchio è indipendente dalla velocità della nave e l'influenza dei movimenti di rollio e di beccheggio può essere resa quasi nulla quando si abbia cura di scegliere opportunamente l'apertura del cono di emissione ed il ritmo con cui vengono fatte le successive emissioni. Esempi di attuazioni costruttive sono illustrati dalle fig. 21 e 22.

Rispetto al sistema di scandaglio acustico, l'inaudibilità dei se-

gnali emessi e l'acuta risonanza del complesso emittente-ricevente permettono di eliminare in gran parte l'influenza dei rumori parassiti e delle vibrazioni proprie del bastimento. Inoltre, dato il particolare sistema di rivelazione, che riproduce fedelmente la forma del treno d'onda riflesso, è possibile, in linea di massima, stabilire, oltre la profondità, anche il profilo del fondo, come è indicato chiaramente nella fig. 23 dove, per quattro diversi profili del fondo, sono segnati i denti di emissione e di eco. L'impiego dei proiettori a grande diametro, quali sono quelli da 310 mm, eccitati ad onde persistenti alla tensione di 2500 V, permette di scandagliare con sicurezza sino a profondità dell'ordine di 3000 m e con ciò si può ritenere di aver soddisfatto, oltre che ai bisogni correnti della navigazione, anche a

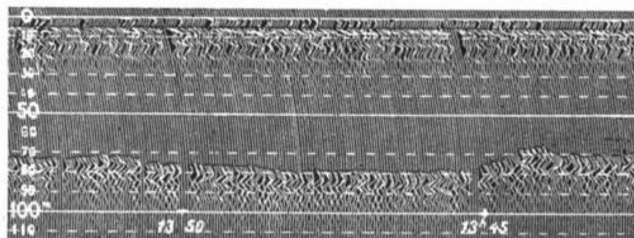


Fig. 20. — Profilo del fondo, ottenuto

quelli del normale lavoro idrografico. Ma, accanto a questi problemi, altri ne sono sorti, che riguardano esclusivamente la marina da guerra e che impongono agli apparati di soddisfare a nuovi requisiti ed in particolare a portate di esplorazione molto superiori a quelle sino ad ora raggiunte. Davanti a queste nuove necessità la tecnica ultrasonora subacquea può sembrare arrestata nel suo rapido sviluppo; ma i lavori in questo campo, che interessa la difesa dello stato, sono tenuti segreti dalle varie nazioni.

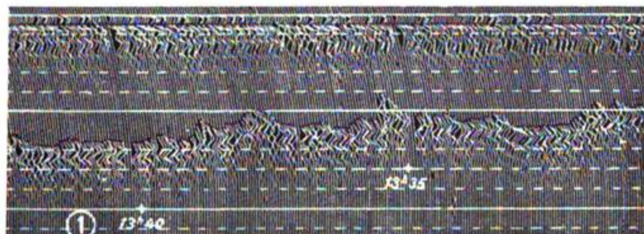
Senza dubbio il problema di aumentare ancora la portata degli apparati presenta difficoltà non indifferenti: il valore già raggiunto per il diametro della piastra vibrante non può essere che lievemente aumentato, perchè le conseguenti dimensioni di ingombro renderebbero il proiettore non adatto alla sistemazione a bordo, e d'altra parte, se la resistenza meccanica del *sandwich* permettesse di salire ancora nel valore della tensione applicata, si presenterebbero difficili problemi nei riguardi dell'isolamento elettrico.

Recentemente sono stati costruiti alcuni apparati adottando, al posto del proiettore piezoelettrico, un apposito generatore di onde ultrasonore basato sul fenomeno della magnetostrizione. Il fenomeno consiste, come è noto, nelle deformazioni meccaniche che subiscono alcuni materiali (principalmente il nichel e le sue leghe) quando sono sottoposti all'azione di un campo magnetico ([15]) e, viceversa, nelle

([15]) W. Pierce: Proc. I. R. E., 1929, XVII, p. 42.

variazioni che si verificano nel campo magnetico per effetto delle deformazioni meccaniche del materiale. Naturalmente, anche in questo caso si ha la possibilità di un fenomeno di risonanza, cioè gli effetti divengono più imponenti, quando il campo è variabile con una frequenza eguale a quella di oscillazione meccanica del materiale usato. Utilizzando tali fenomeni è quindi possibile generare oscillazioni elastiche ad alta frequenza, a similitudine di quanto si ottiene col proiettore piezoelettrico.

In questo caso il proiettore ultrasonoro comprende come organo essenziale una sbarra (od un sistema di sbarre) di nichel, o di altro materiale adatto, eccitata da un apposito oscillatore, che genera il campo magnetico alternativo.



con registratore grafico Marti.

A causa delle correnti parassite che si sviluppano nel metallo, per effetto del campo alternato a frequenza ultraacustica, non è possibile salire oltre un certo limite nel valore della potenza di eccitazione; di conseguenza, per un buon rendimento, occorre limitare la sezione della sbarra vibrante ([16]) (superficie emittente). Le proprietà direzionali del sistema sono quindi molto limitate. Per eliminare in parte questo inconveniente si impiegano speciali riflettori a campana atti a convogliare a fascio le onde emesse dalla sorgente. Il proiettore ultrasonoro a magnetostrizione si presenta quindi, in una delle forme di attuazione a tal uopo studiate, nel modo indicato schematicamente in fig. 24.

([16]) La frequenza di risonanza meccanica di una sbarra di lunghezza L è data dalla relazione $f = c/(2\ L)$, dove c è la velocità di propagazione delle onde sonore nel metallo costituente la sbarra. Per $f = 40.000$ Hz e $c = 5 \cdot 10^5$ cm/sec (sbarra di nichel-cromo) si ha $L = 6{,}25$ cm.

La sezione della sbarra non ha influenza sulla frequenza di risonanza, ma il suo valore è limitato dalla necessità di non aumentare la potenza di eccitazione oltre il valore consentito dalle perdite che si verificano a causa delle correnti parassite.

I più moderni proiettori a magnetostrizione hanno una superficie emittente (sezione della sbarra vibrante) non superiore a 30 cm².

Gli apparati finora costruiti hanno piccola potenza di emissione e sono stati impiegati, con buon risultato, soltanto a bordo delle im-

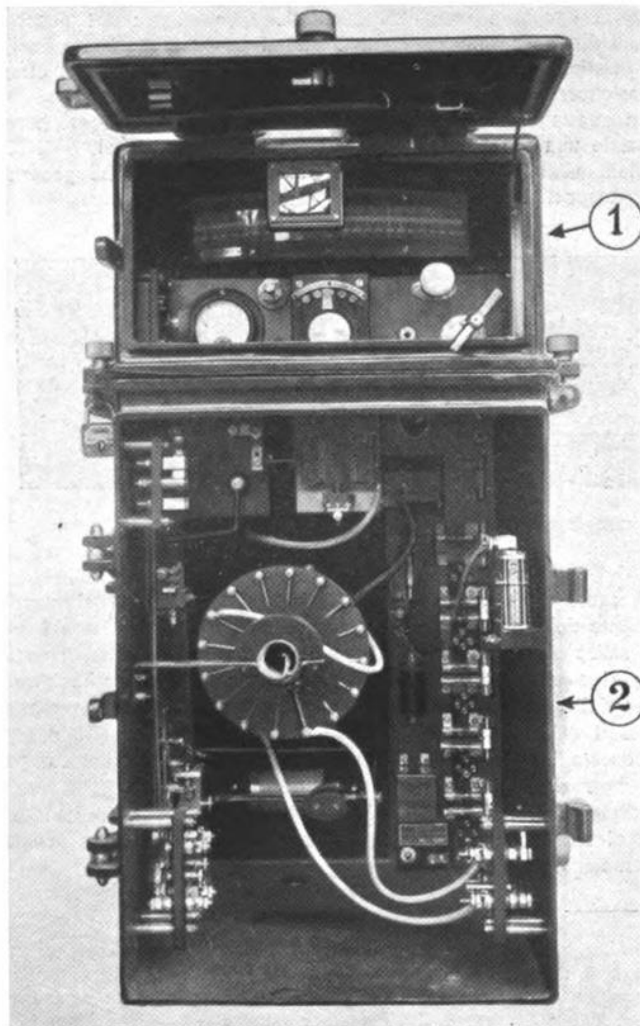


Fig. 21. — Apparato da scandaglio S.C.A.M. tipo ecometro: 1) analizzatore ottico; 2) trasmettitore ad onde smorzate.

barcazioni per il lavoro idrografico in bassi fondali. Non si vede ancora, come si possa vantaggiosamente accrescere la potenza di

questi dispositivi, i quali, del resto, appartengono ad un ramo della tecnica, che è appena al suo inizio.

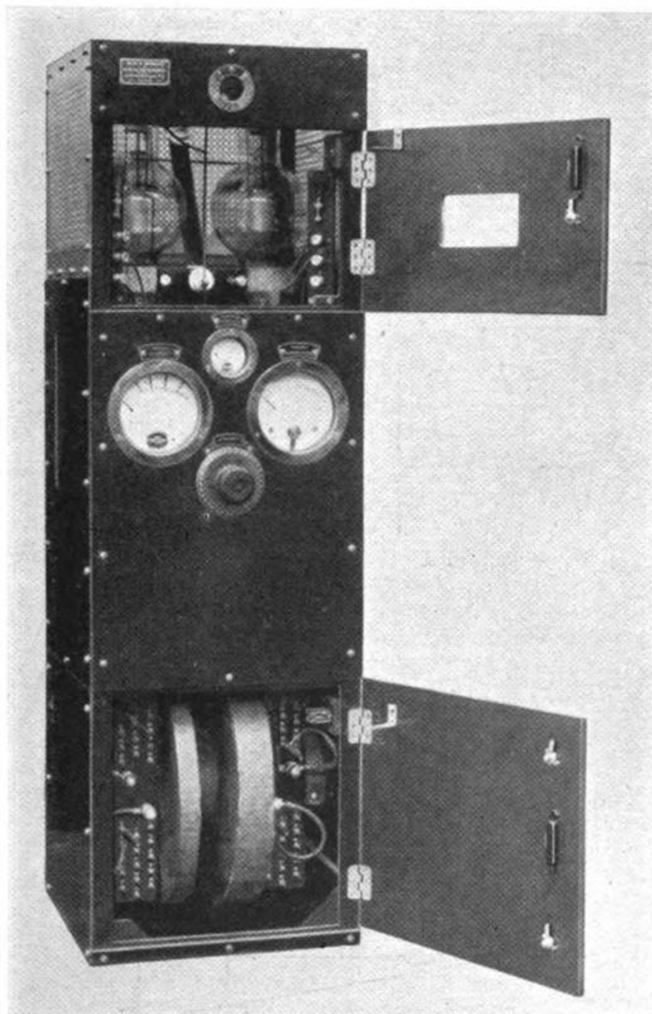


Fig. 22. — Trasmettitore tipo S.C.A.M. ad onde persistenti, per periteri.

Sia lecito, a conclusione della presente rassegna, esprimere l'augurio che, come è stato recato un ausilio tanto importante alla sicu-

rezza della navigazione, e come si è potuto dare all'idrografia un nuovo preziosissimo metodo di esplorazione sottomarina, si possa in un avve-

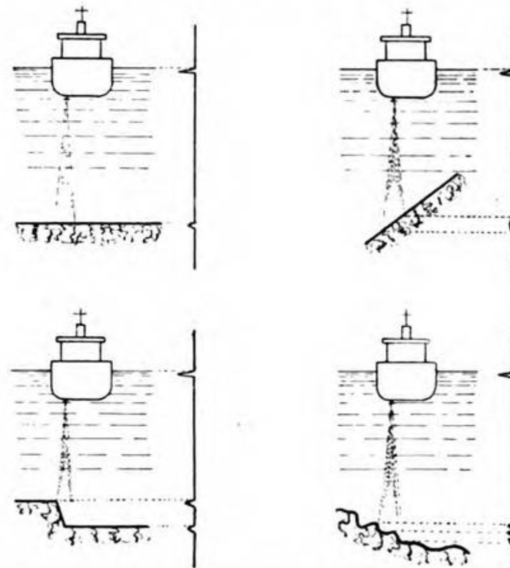


Fig. 23. — Variabilità nella forma del dente di eco al variare del profilo del fondo.

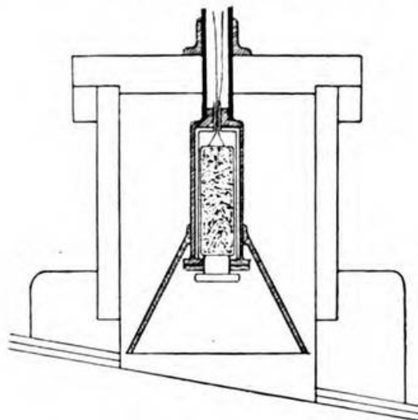


Fig. 24. — Proiettore ultrasonoro a magnetostrizione.

nire non lontano offrire alle navi un valido mezzo di difesa contro le insidie subacquee in tempo di guerra.

Roma, dicembre 1933-XII.
Ministero della Marina.

BIBLIOGRAFIA

1 - [BUREAU HYDROGRAPHIQUE INTERNATIONAL DE MONACO]: Le sondage par le son, 1925, publication spéciale n. 4.
2 - [BUREAU HYDROGRAPHIQUE INTERNATIONAL DE MONACO]: Le sondage par le son, 1926, publication spéciale n. 14.
3 - M. DU COS DE SAINT BARTHÉLEMY: Montage et conduite de l'appareil de sondage par ultrason utilisé à bord des bâtiments hydrographiques - Annales Hydrographiques, 1930, 722, p. 99.
4 - C. FLORISSON: Les applications des ultrasons à la navigation - Bull. de l'Association Technique Maritime et Aéronautique, 1927, 31, p. 111.
5 - C. FLORISSON e F. VECCHIACCHI: Les applications des ultrasons - Congrès International d'Électricité, Paris, 1932, 12e section, rapport n. 8.
6 - R. JOUAUST: Le quartz piezoélectrique comme étalon de fréquence - Onde Él., 1927, VI, p. 513 e 580.
7 - P. LANGEVIN: Les ondes ultrasonores - Radioélectricité, 1923, IV, p. 177.
8 - P. LANGEVIN: Les ondes ultrasonores - R. G. E., 1928, XXIII, p. 626.
9 - P. LANGEVIN: Sur le mirage ultrasonore - Bull. de l'Association Technique Maritime et Aéronautique, 1929, 33, p. 727.
10 - P. LANGEVIN: La directivité en acoustique sous-marine - Bull. de l'Association Technique Maritime et Aéronautique, 1931, 35, p. 37.
11 - P. MARTI: Sur un procédé de sondage en mer à bord d'un bateau en marche basé sur la propagation du son dans l'eau - Compt. Rend., 1919, CLXVIII, p. 1100.
12 - R. PALLADINO: Placement d'appareils sonores et ultrasonores à bord des sous-marins et des navires légers - Bull. de l'Association Technique Maritime et Aéronautique, 1929, 33, p. 75.
13 - LORD RAYLEIGH: The theory of sound - Macmillan, London, 1926.
14 - J. SLEE: Reflection methods of measuring the depth of the sea - J. I. E. E., 1932, LXXI, p. 269.
15 - [SOCIETA' DI CONDENSAZIONE ED APPLICAZIONI MECCANICHE, TORINO]: Monografie di apparati ultrasonori S.C.A.M.
16 - A. WOOD: A text book of sound - Bell, London, 1930.

-- LETTERE AL DIRETTORE --

Sulla misura della resistenza equivalente dei circuiti oscillatori.

In relazione con lo scritto dell'ing. Pinciroli sulla misura delle resistenze negative dei tubi elettronici (A. F., 1934, III, p. 5), *mi sembra opportuno far rilevare, che le principali cause di incertezza nella misura della resistenza equivalente (o dinamica) dei circuiti oscillatori, eseguita col metodo del tubo elettronico a resistenza (differenziale) negativa, consistono attualmente, a maggior ragione dopo il lavoro del Pinciroli, sia nell'apprezzamento della condizione di innesco delle oscillazioni, sia nella influenza perturbatrice di accoppiamenti esterni fra i circuiti, per effetto dei quali l'innesco non si ha esattamente quando la resistenza equivalente del circuito è uguale al valore assoluto di quella negativa del tubo.*

Riguardo alla prima difficoltà sembrami si debba riconoscere che la condizione di innesco delle oscillazioni non si può rilevare con precisione comparabile a quella con cui il ponte permette di misurare la resistenza negativa del tubo, tanto se si ricorre alla variazione della corrente anodica (metodo molto semplice e comodo, e perciò spesso usato), quanto se ci si riferisce alla comparsa di battimenti con un generatore ausiliario, rivelati per rettificazione. Invero in ambedue i casi si utilizzano effetti di curvatura di caratteristiche e non può quindi aversi un passaggio assolutamente netto da un regime all'altro. L'inconveniente potrebbe forse essere attenuato (non escluso, perchè l'obbiezione di principio rimane valida), se si rivelassero le oscillazioni dopo averle amplificate con un secondo tubo; ma per le evidenti complicazioni dell'apparecchiatura è dubbia la convenienza anche di un tale metodo.

Assai più grave ad ogni modo mi sembra la seconda difficoltà, specialmente nel caso di frequenze elevate. Anche l'uso di capacità notevoli inserite tra griglia, schermo e catodo, e tra questo e l'estremo del circuito oscillatorio connesso alla batteria anodica, si dimostra insufficiente per eliminare gli accoppiamenti parassiti nelle misure a frequenze più alte di circa 3000 kHz. Si possono infatti riscontrare variazioni notevoli, dell'ordine di qualche unità su cento, nel valore misurato della resistenza equivalente, quando si effettuino piccole varianti nelle disposizioni di tali capacità o l'aggiunta di altre analoghe su altri elementi del circuito, di cui sembrerebbe esclusa

ogni influenza, quali i potenziometri di regolazione delle tensioni di griglia e di schermo.

E' da sperare, che le accennate cause perturbatrici possano essere eliminate mediante una buona schermatura e un'accurata disposizione dei circuiti. Sembra perciò desiderabile, che a tale riguardo siano eseguite prove sperimentali, che mettano a confronto questi con altri metodi di misura della resistenza equivalente (rilievo della curva di risonanza o paragone con campioni di resistenza elevata, di cui si sia accertato il comportamento alle alte frequenze), allo scopo di perfezionare un metodo di misura, che si è dimostrato assai pratico e può riuscire utilissimo in molti campi della radiotecnica.

Livorno, aprile 1934 - XII. MARIO BOELLA.

-- -- -- RECENSIONI -- -- --

AMPLIFICATORI.

C. H. SMITH — **Amplificazione di onde smorzate.** (W. E. a. E. W., giugno 1933, X, 117, pag. 296-298, con 4 fig.).

Viene mostrato matematicamente, con riferimento ad alcuni casi reali, che per un radioricevitore l'amplificazione delle frequenze acustiche è diversa a seconda che si tratti di suoni persistenti o smorzati. In genere, per i casi considerati, le condizioni migliorano per le onde smorzate, poichè nelle formule di amplificazione compare una quantità chiamata dall'A « decremento per secondo » del suono, la quale, alle più alte frequenze acustiche, compensa le diminuzioni di amplificazione che intervengono a tali frequenze per effetto delle reattanze dei circuiti. Il decremento dell'onda rimane invariato nel processo di amplificazione. In genere quasi tutti i suoni, compresi quelli componenti la voce umana, sono smorzati; ciò spiega come i risultati che si ottengono nella ricezione con un dato ricevitore siano generalmente superiori a quelli prevedibili in base alle caratteristiche di amplificazione rilevate con suoni persistenti. *g. a.*

C. C. WHITEHEAD — **La scelta dei tubi per amplificatori a frequenza acustica negli stadii finali.** (W. E. a. E. W., febbraio 1933, X, 113, pag. 78-82, con 5 fig.).

E' riassunto un lavoro di B. C. Brain [1] su un procedimento rapido e facile per determinare le condizioni di funzionamento di un tubo elettronico necessarie ad ottenere la massima amplificazione senza distorsione.

Fissando per il rendimento dello stadio di amplificazione un valore massimo di 25 % ÷ 30 %, il che è giustificato da condizioni che vengono esposte, è indicata un'applicazione particolare del metodo Brain, per cui, partendo dalla conoscenza dei parametri che per ogni tubo elettronico sono sempre noti, si determinano le condizioni di funzionamento necessarie ad ottenere detti rendimenti. Son riportati un grafico ed una tabella necessari allo scopo.

Viene osservato che moltissimi tubi, anche di ottime case costruttrici, non permettono di ottenere un rendimento conveniente perchè richiederebbero tensioni anodiche superiori a quelle massime stabilite, per ciascun tubo, dal costruttore stesso. *g. a.*

ANTENNE.

T. STURM — **Esperienze su antenne per ricezione senza disturbi.** (F. T. M. H., febbraio 1933, 2, pag. 55-57, con 6 fig.).

Esistono tre vie per ridurre i disturbi nella radioricezione: *a*) eliminare la irradiazione dei disturbi nel luogo stesso della loro origine (metodo naturalmente inadatto ai disturbi atmosferici); *b*) au-

---

(1) E. W. a. W. E., 1929, VI, p. 119.

mentare la potenza delle stazioni trasmittenti; *c*) adottare impianti riceventi poco sensibili ai disturbi (questo caso comprende: la ricezione direttiva e l'uso delle cosiddette antenne contro i disturbi).

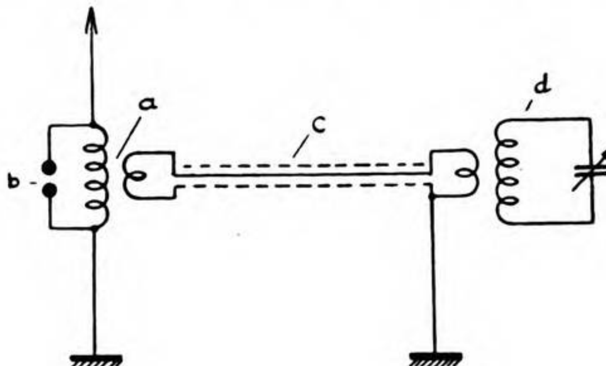


Fig. 1. — Schema di un impianto ricevente con conduttore di antenna schermato.

La ricezione direttiva consiste nell'uso di un'antenna la quale offre, nella direzione da cui si vuol ricevere, sensibilità assai maggiore che per tutte le altre. Essa riceve quindi soltanto i disturbi provenienti da quella direzione.

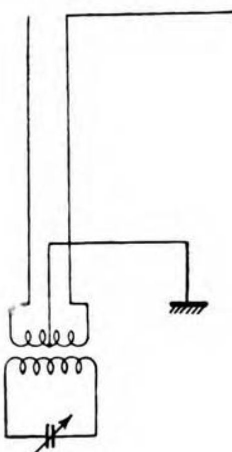


Fig. 2. — Schema di principio di antenna con filo di compensazione.

Un quadro ricevente ha già qualità direttive. Ma le vere e proprie antenne direttive sono organi assai complessi, che per di più permettono la ricezione direttiva per una sola lunghezza d'onda e per una direzione che è sempre la medesima.

Affinchè una comune antenna riceva meno disturbi, occorre disporla piuttosto in alto, cioè al disopra della zona ove i disturbi sono più abbondanti. E' necessario poi proteggere con accorgimenti speciali il filo di discesa, affinchè esso non abbia più la funzione di aereo ricevente. A questo scopo occorre schermarlo; la capacità dello schermo è però un inconveniente, poichè rappresenta un corto circuito per l'alta frequenza.

La minore sensibilità dell'aereo è tuttavia un inconveniente secondario, data l'alta sensibilità nei moderni ricevitori. E' invece danno più grave il fatto che questa riduzione di sensibilità non è indipendente dalla frequenza, perchè l'impedenza di entrata nel ricevitore (in parallelo

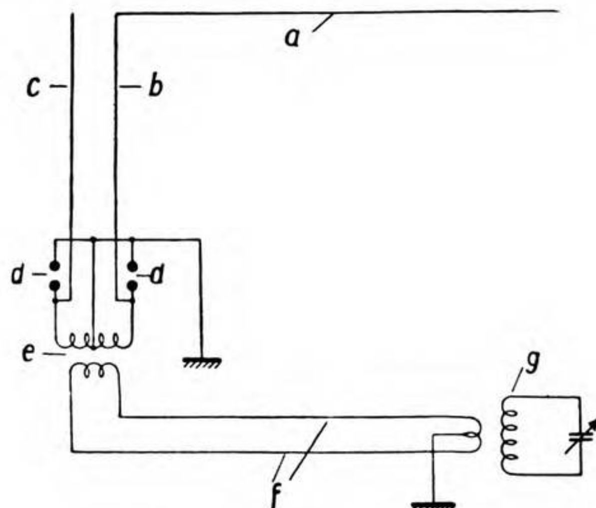


Fig. 3. — Schema di antenna compensata con collegamento aperiodico a bassa impedenza.

sulla capacità dello schermo) non è puramente capacitiva. Occorre quindi che l'impedenza di entrata sia piccola rispetto alla reattanza capacitiva dello schermo. E ciò si ottiene adottando un trasformatore d'entrata con primario a poche spire.

Nella fig. 1 è indicato un altro procedimento, che consiste nell'uso di un circuito secondario schermato. Il trasformatore *a* è posto sul tetto della casa, in una scatola isolata, ed ha in parallelo uno scaricatore *b*. Il primario comprende 200 spire di filo di rame di 0,2 mm a doppia copertura di seta; il secondario 30 spire, con filo di rame di 0,5 mm a doppia copertura di cotone. Un simile proporzionamento è adatto per capacità dello schermo da 0,2 a 1 mμF. L'accoppiamento del circuito secondario con il circuito oscillatorio avviene con 3, 5 spire (15, 20 spire per onde lunghe). L'azione di schermo sul circuito secondario può essere ottenuta usando cavo sotto piombo o tubo Bergmann.

La fig. 2 presenta un tipo anche più semplice di antenna schermata, nella quale il filo di discesa deve essere posto a una distanza non superiore a 10 cm da un secondo filo, isolato a un estremo. Una soluzione più completa è quella della fig. 3. In essa il trasformatore di

accoppiamento ha un primario formato da due avvolgimenti uguali (con 150 spire ciascuno) avvolti in senso opposto. Il secondario (a 30 spire) è posto fra questi due avvolgimenti. La messa a terra nel secondario serve ad abolire l'effetto di incontrollabili accoppiamenti capacitivi.

E' naturale che simili antenne non diano alcun vantaggio, quando i disturbi provengono dalla rete di alimentazione. In questo caso si devono provvedere i conduttori di alimentazione di bobine in serie (400 spire, filo smaltato da 0,7 mm, avvolgimento su un nocciolo di 1 cm di diametro). Ma anche queste bobine non danno vantaggi qualora esse non siano seguite da una buona terra. A tale scopo si può introdurre il cordone dell'alimentazione per qualche metro in tubo Bergmann, tra le bobine e il ricevitore. Naturalmente il tubo stesso dovrà essere messo a terra. L'inefficacia delle sole bobine (senza terra successiva) è stata dall'A ripetutamente provata. *L. Sp.*

CIRCUITI - QUADRIPOLI - FILTRI.

W. A. Barclay — **Rendimento di disaccoppiamento.** (W. E. a. E. W., giugno 1933, X, 117, pag. 307-309, con 3 fig.).

Il rendimento di un sistema di disaccoppiamento, costituito da una resistenza R e da un condensatore di passaggio (*by-pass*) C, è definito, in valore percentuale, dal rapporto:

$$\eta = \frac{R}{\sqrt{R^2 + 1/\omega^2 C^2}} \times 100.$$

L'A riporta un abbaco ad allineamento a quattro entrate per la risoluzione di tale formula. L'abbaco è limitato ai valori delle variabili che più comunemente possono occorrere. *g. a.*

R. Lee — **Analisi pratica della risonanza in parallelo.** (Proc. I. R. E., febbraio 1933, XXI, 2, pag. 271-281, con 11 fig.).

L'A sviluppa i diagrammi vettoriali per varie condizioni di risonanza di un circuito con induttanza e capacità in parallelo, dai quali è facile derivare relazioni matematiche fra i parametri del circuito.

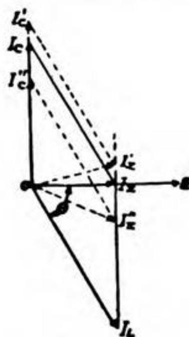


Fig. 1. — Risonanza con L ed R costanti e con C variabile.

Supposto costante il valore della tensione ai capi del circuito, ci proponiamo, per una determinata frequenza, di ricercare la risonanza

tenendo invariata la L (e quindi la R del ramo induttivo) e variando la C: la fig. 1 mostra che, quando l'impedenza complessiva del circuito è massima, il fattore di potenza è uguale all'unità. Infatti, al variare di C, mentre la corrente del ramo induttivo rimane costante, la corrente del ramo capacitivo si sposta lungo l'asse delle I_C a 90°

Fig. 2. — Risonanza con C ed R costanti e con L variabile.

con E. Ma anche la corrente risultante è minima quando è in fase con la E. Perciò due distinte definizioni di risonanza (fattore di potenza uguale ad uno e corrente totale I_Z minima) in questo caso coincidono.

Teniamo invece invariata la C e variamo la L, tenendo costante la R, resistenza della bobina di induttanza. L'estremo del vettore RI_L del ramo induttivo (fig. 2), al variare di L, percorre un semicerchio

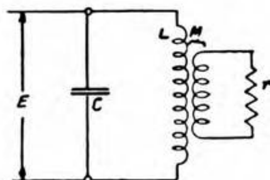


Fig. 3. — Accoppiamento induttivo che consente la condizione $2\pi f L/R = \text{cost}$.

di diametro E. Se invece della caduta RI_L consideriamo la corrente I_L che è in fase con RI_L, il suo vettore rappresentativo descriverà il semicerchio di diametro OD, ottenuto intersecando l'asse della E con la normale a I_L tirata dal suo estremo. L'estremo del vettore risultante di I_L e I_C percorre quindi il semicerchio di centro A, che è il luogo delle risultanti di I_C (costante) e I_L (variabile). Si hanno in questo caso due ben distinte condizioni di risonanza: corrente minima (vettore I_Z'), fattore di potenza uguale a uno (vettore I_Z).

Infine si può considerare il caso in cui, per C costante, variino la L e la R in modo che sia $2 \pi f L/R =$ cost. Questo può verificarsi con buona approssimazione nel caso in cui si abbia un accoppiamento induttivo, come in fig. 3. In questo caso la R è la resistenza equivalente del ramo induttivo, tenuto conto dell'accoppiamento. Supponendo rispettata la relazione scritta, l'estremo del vettore I_Z percorre la retta $A B$ (fig. 4), poichè lo sfasamento fra E ed I_L rimane costante. La

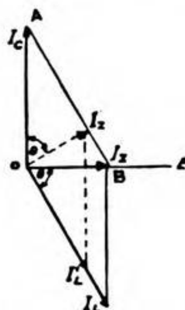


Fig. 4. — Risonanza con C costante e con L ed R variabili.

I_Z è minima quando la I_L è tale da renderla normale al segmento $A B$ la cui direzione rimane invariata. Anche qui dunque le due definizioni di risonanza in parallelo corrispondono a due condizioni di funzionamento ben distinte.

Sono riportate nell'articolo le curve di I_L/I_C, X_C, X_L in funzione di Z, impedenza complessiva del circuito, per le varie condizioni di risonanza esaminate; sono infine citati alcuni esempi a dimostrazione dell'utilità di tali diagrammi. *E. Se.*

ELETTROACUSTICA.

F. R. W. Strafford — **Vibrazioni di un cono di carta comandato da bobina mobile.** (W. E. a. E. W., marzo 1933, X, 114, pag. 141).

L'A riferisce un fenomeno da lui osservato durante l'esecuzione di prove su altoparlanti elettrodinamici. Il cono di carta dell'altoparlante per alcune frequenze critiche entrava in vibrazione producendo una nota addizionale di tono considerevolmente più basso. Da prove sistematiche eseguite per approfondire il fenomeno sarebbe risultato che esso avviene ad intervalli regolari di frequenza (di 200 in 200 Hz nel caso riportato) e che la frequenza parassita è sempre la metà di quella di eccitazione; oltre i 2150 Hz il fenomeno cessa. L'A avanza alcune ipotesi sulle cause di esso ed esprime il parere che, analizzato e studiato a fondo, potrebbe portare a conclusioni e ad ulteriori investigazioni non prive di interesse. *g. a.*

W. Willms — **La misura di intensità sonore.** (Schalltechn., aprile 1933, VI, 1-2, pag. 2-5, con 3 fig.).

La costruzione della scala per la misura delle intensità sonore soggettive è stata fatta nel modo seguente. Per le persone normali è stato constatato che il limite inferiore di audibilità per una frequenza

di 1000 Hz corrisponde ad una pressione alternativa di ampiezza $p_0 = 0{,}000316$ dine/cm²; la intensità così ottenuta si è denominata 0 phon (in America 0 decibel). Ammettendo rigorosamente valida la legge di Weber-Fechner (la quale in realtà vale solo approssimativamente), che le sensazioni siano proporzionali ai logaritmi degli stimoli, si determina la scala in phon per la misura delle intensità sonore soggettive mediante la relazione: $20 \log_{10} (p/p_0) = 10 \log_{10} (E/E_0)$, dove E ed E_0 rappresentano le potenze corrispondenti alle pressioni p e p_0.

Si ha allora che il valore $p = 0{,}001$ dine/cm² corrisponde a 10 phon; 0,01 dine/cm² a 30 phon; 0,1 dine/cm² a 50 phon; 1 dina/cm² a 70 phon, e così via. Si nota altresì che, ponendo presso una sorgente sonora un'altra identica, l'intensità soggettiva aumenta di 3 phon, indipendentemente dal valore che poteva avere quando esisteva una sola sorgente sonora; e che una sorgente sonora in presenza di

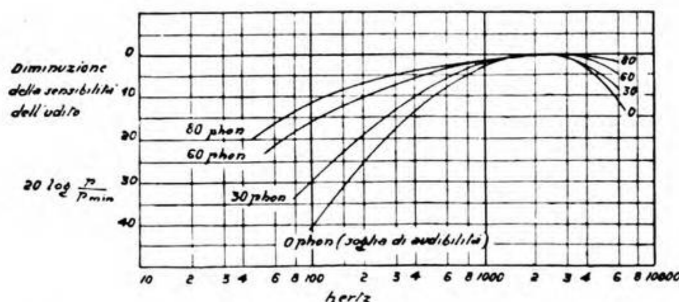


Fig. 1. — Sensibilità dell'orecchio in funzione della frequenza e dell'intensità (secondo Kingsbury).

una seconda, più forte di almeno una diecina di phon, può essere trascurata, potendosi considerare solamente la più forte senza commettere un errore apprezzabile.

Queste considerazioni che sono valevoli per la misura ed il confronto tra frequenze di 1000 Hz devono essere estese anche per le altre frequenze, tenendo conto delle curve di sensibilità dell'orecchio. Da queste curve (fig. 1) si nota che la massima sensibilità in funzione della frequenza si ha, per le diverse intensità di suono, per frequenze sempre poco discoste da 2000 Hz, e che al variare della frequenza la sensibilità diminuisce in una misura diversa a seconda delle intensità soggettive che si confrontano. Per intensità soggettive basse la diminuzione di sensibilità è più rapida che per intensità più alte.

L'A illustra un dispositivo per la misura delle intensità soggettive, composto di un microfono a condensatore con preamplificatore, di un amplificatore e raddrizzatore finale. Gli accoppiamenti a resistenza capacità tra gli stadi dell'amplificatore sono tali da dare una curva di amplificazione del complesso in funzione della frequenza, che si avvicina alla curva di sensibilità dell'udito. Gli stadi di amplificazione sono inseribili con commutatori a seconda della gamma di intensità che si vuol misurare e lo strumento finale è direttamente graduato in phon. Con questo strumento sono state eseguite misure di intensità dei rumori stradali. *E. P.*

FISICA GENERALE.

V. Giambalvo — **Questioni inerenti alla trasmissione del suono attraverso pareti.** (Il Politecnico, settembre 1933, LXXXI, 9, pag. 553-560, con 3 fig.).

Vengono esposti i risultati di alcune determinazioni di coefficiente di assorbimento del suono attraverso pareti diverse. Il metodo di misura consiste nel determinare la risposta di un microfono eccitato da una sorgente sonora, prima direttamente, poi attraverso la parete in esame.

Viene studiato l'effetto di assorbimento attraverso una parete formata da cartone di spessore 1,1 mm nel quale sono stati praticati diversi fori circolari di 10 mm di diametro. Il rapporto τ fra le intensità del suono che colpisce il microfono attraverso il tramezzo e direttamente, non è, come è facile a prevedersi, funzione lineare del rapporto α tra la superficie dei fori e quella totale; l'A propone, in accordo coi suoi risultati sperimentali, una relazione empirica:

$$\tau = a - \frac{b}{c + \alpha},$$

ove a, b, c sono costanti.

[*Le costanti indipendenti sono effettivamente due, dovendo essere, per* $\alpha = 1$ *(finestra aperta),* $\tau = 1$; *quindi la formula si può scrivere:*

$$\tau = 1 - \frac{b}{c+1}\left(\frac{1-\alpha}{c-\alpha}\right)$$

- n. d. r.].

G. Sac.

GENERATORI - OSCILLATORI.

C. G. Dietsch — **La soppressione delle armoniche nei trasmettitori.** (Electronics, giugno 1933, VI, 6, pag. 167-169, con 7 fig.).

Allo scopo di ridurre le interferenze che disturbano le radiodiffusioni, è anzitutto necessario di ridurre al minimo il contenuto di armoniche irradiate da una determinata stazione insieme con la fondamentale. Il Comitato per la radiodiffusione degli Ingegneri Radio Americani ha raccomandato che il massimo valore relativo dell'intensità del campo dovuto alle componenti armoniche, misurata alla distanza di km 1,6 dall'emettitore, non superi il 0,5 per mille della fondamentale.

Nel fare queste misure bisogna anzitutto tener conto che, se in generale la radiazione della fondamentale non è direttiva, il contrario accade invece per le armoniche. Da un diagramma che accompagna l'articolo, ricavato per una stazione di 50 kW, si trova per la seconda armonica un rapporto 5 tra l'intensità nella direzione privilegiata e l'intensità nella direzione di radiazione minima.

I provvedimenti che si debbono prendere per la soppressione delle armoniche in una trasmissione, sono in generale i seguenti:

1) progetto del circuito del trasmettitore in modo da ridurre al minimo il contenuto di armoniche esistenti nell'oscillazione comunicata all'antenna;

2) perfetta schermatura dell'intero trasmettitore o dell'edificio;

3) messa a terra efficiente dei conduttori che possono essere collettori delle armoniche, ed eliminazione dei lunghi conduttori, situati in vicinanza del trasmettitore e ad esso accoppiati induttivamente o capacitivamente;

4) riduzione ad un minimo della direttività di radiazione delle armoniche;

5) installazione di filtri schermati passa-basso o passa-banda all'entrata della linea di trasmissione che alimenta l'antenna.

Dal punto di vista della riduzione delle armoniche è assai conveniente che lo stadio di amplificazione finale sia costituito da due tubi in opposizione, che la capacità tra primario e secondario del trasformatore di uscita sia assai piccola e che vi sia uno schermo elettrostatico tra i due avvolgimenti.

Conviene sempre, ed in particolare nel caso in cui lo stadio di uscita sia del tipo con un solo tubo, adottare per l'accoppiamento con la linea di antenna un circuito risonante. L'efficienza di tale circuito è naturalmente tanto più alta quanto più elevato è il coefficiente di risonanza, ma limiti al coefficiente di risonanza sono posti, da una parte da ragioni di spesa, dall'altra dalla necessità di trasmettere uniformemente tutta la banda di modulazione. E' così spesso opportuno ricorrere anche a sistemi di filtro che riducano ciascuno la intensità di una particolare armonica sulla quale sono accordati; in generale è sufficiente agire per questa via sulla sola seconda armonica, mentre un filtro passa-basso avente una frequenza di taglio tra la fondamentale e la seconda armonica può provvedere alla riduzione di tutte le armoniche superiori.

Nel caso in cui la linea di trasmissione non sia schermata bisogna premunirsi contro l'effetto delle onde stazionarie delle armoniche, che si producono lungo la linea stessa, per il fatto che il suo circuito di entrata, essendo costituito da un circuito accordato sulla fondamentale, presenta l'impedenza caratteristica solo per questa e non per le frequenze superiori. Può essere in tal caso molto utile inserire circuiti risonanti del tipo in parallelo (circuiti tappo) accordati sulle armoniche, in uno dei ventri di corrente della linea.

Per ridurre invece, ad esempio, la seconda armonica nel generatore, più che adoperare un circuito risonante del tipo in parallelo accordato su di essa e posto in serie col circuito anodico, conviene derivare tra anodo e terra un circuito risonante del tipo in serie.

F. Ve.

MODULAZIONE - RADIOTELEFONIA.

W. R. Bennett — **Nuovi risultati nel calcolo dei prodotti di modulazione.** (Bell S. T. J., aprile 1933, XII, 2, pag. 228-243, con 3 fig.).

L'A considera una tensione contenente due frequenze $p/(2\pi)$, $q/(2\pi)$ ed esprimibile perciò colla legge $e = P\,(\cos x + k\,\cos y)$, in cui $x = p\,t + \Theta_p$, $y = q\,t + \Theta_q$, e la immagina applicata ad un raddrizzatore lineare, cioè ad un dispositivo che, secondo il segno della tensione applicata, dà una tensione ad essa proporzionale, oppure nulla.

Egli si propone di esprimere la tensione d'uscita con una legge del tipo:

$$f\,(x\,,\,y) = \sum_{m=o}^{\infty}\ \sum_{n=o}^{\infty}\ [A_{\pm mn}\cos\,(m\,x \pm n\,y) + B_{\pm mn}\ \mathrm{sen}\ (m\,x \pm n\,y)]$$

e di ricavare i singoli coefficienti A e B.

Per una funzione $f\,(x\,,\,y)$ qualunque, tale analisi conduce al risultato generale:

$$A_{\pm mn} = \frac{1}{2\,\pi^2}\int_{-\pi}^{\pi}\int_{-\pi}^{\pi} f\,(x\,,\,y)\,\cos\,(m\,x \pm n\,y)\;d\,y\;d\,x$$

$$B_{\pm mn} = \frac{1}{2\pi^2}\int_{-\pi}^{\pi}\int_{-\pi}^{\pi} f(x, y) \operatorname{sen}(m x \pm n y)\, d y\, d x.$$

Nel caso particolare del raddrizzatore lineare, si trovano all'uscita le pulsazioni: $0, p, q, 2p, 2q, p \pm q$, mentre mancano quelle del terzo ordine ($p \pm 2q$, $3p$, $3q$, $2p \pm q$). I risultati dell'integrazione sono dati come espressioni abbastanza semplici, ma esse contengono integrali ellittici per i quali occorre avere le apposite tabelle; l'A perciò li dà anche in forma di grafici in funzione di k. Tali formule e grafici vengono poi dedotti anche per il caso meno semplice del raddrizzatore operante con legge quadratica, ottenendosi sempre la conferma di svariati risultati già noti, ma che erano stati dedotti con insufficiente rigore di ragionamento. *P. G.*

RADIOCOMUNICAZIONI DIRETTIVE E RADIOGONIOMETRIA.

La compensazione dei radiogoniometri navali. (F. T. M. H., marzo 1933, 3, pag. 120, con 3 fig.).

Vien recensito un articolo contenuto nel n. 38 della rivista *Hansa*, su nuovi metodi di compensazione adottati sopra unità della marina del « Reich ».

Le deviazioni a bordo sono provocate dall'insieme delle masse metalliche, che costituiscono la nave. In definitiva, questa si com-

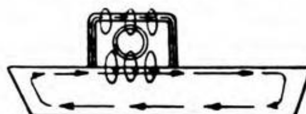


Fig. 1. — Schema di compensazione di radiogoniometro.

porta, schematicamente, come una grossa lamina verticale, che, sotto l'azione del campo elettromagnetico viene percorsa da correnti alternative (fig. 1). Se una parte del campo magnetico dovuto a queste

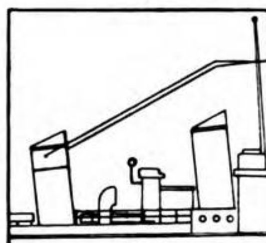


Fig. 2. — Sistemazione di radiogoniometro a bordo.

correnti si concatena con il telaio del radiogoniometro, si hanno le note deviazioni. Queste variano con legge sinusoidale in funzione dell'orientamento del telaio e si riproducono due volte in un giro d'oriz-

zonte dello stesso: sono cioè « quadrantali ». Esse sono, di gran lunga, le più importanti.

La loro compensazione può essere effettuata con relativa facilità, ed in modo soddisfacente, provocando lo stabilirsi di altre correnti alternative, il cui campo magnetico annulli quello dovuto alla lamina

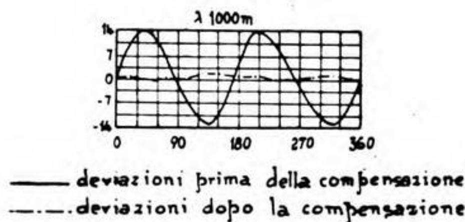


Fig. 3. — Curve di deviazione di un radiogoniometro.

equivalente alla nave. Il metodo, che si adotta a tal uopo, è rappresentato schematicamente nella fig. 1. In fig. 2 si vede come ci si possa valere delle strutture e dello scafo per costituire un circuito nel quale tali correnti possano manifestarsi. Nel diagramma di fig. 3 si possono leggere i risultati ottenuti mediante la compensazione rappresentata in fig. 2. *U. R.*

RICEVITORI.

E. A. Biedermann — **Alcune osservazioni sull'uso del diodo per la rettificazione cumulativa di griglia.** (W. E. a. E. W., marzo 1933, X, 114, pag. 123-133, con 10 fig.).

Vengono considerati gli schemi proposti da Colebrook (1) e Kirke (2) per l'uso dei diodi nella funzione di rettificazione cumulativa di griglia nei ricevitori per radiodiffusione. Allorchè la funzione di rettificazione ed amplificazione in bassa frequenza è compiuta da un solo tubo, la massima tensione a bassa frequenza ottenibile senza distorsione è limitata dal fatto che al tubo è applicata anche tutta la tensione a radiofrequenza. Viceversa separando i due compiti ed adoperando un opportuno filtro per radiofrequenza, solo una minima parte della tensione a radiofrequenza applicata al rettificatore passa al successivo stadio di amplificazione su frequenza acustica, il quale può così essere utilizzato in pieno.

Sono esaminati i sistemi di accoppiamento del rettificatore all'amplificatore, ed i sistemi di filtro che permettono di sfruttare completamente tale vantaggio. L'uso di un diodo per la rettificazione consente la possibilità di una regolazione di intensità di suono fatta dopo la rettificazione stessa, poichè non v'è da temere la possibilità di sovraccarico del rettificatore e la conseguente distorsione (si potrebbe temere il sovraccarico dei tetrodi negli stadi di amplificazione a radiofrequenza, ma l'impiego dei tubi multimu consente ora di raggiungere tensioni di notevole ampiezza). *g. a.*

---

(1) Wir. World, 1931, XXVIII, p. 625.
(2) Wir. World, 1932, XXX, p. 115.

Regolazione automatica di amplificazione con bidiodo-pentodo. (Wir. World, 2 giugno 1933, XXXII, 22, pag. 386-388, con 7 fig.).

I comuni sistemi di regolazione automatica di amplificazione nei ricevitori (compresi i sistemi con bidiodo-triodo) variano la tensione di polarizzazione dei tubi amplificatori ad alta e media frequenza e riescono a ridurre notevolmente l'influenza di variazioni del campo elettromagnetico sulla potenza sonora erogata. Quando però la tensione d'entrata a radiofrequenza aumenta eccessivamente, come ad esempio durante la ricezione della stazione locale, allora anche la potenza di uscita aumenta in modo sensibile, e si rende necessaria una regolazione suppletiva a mano.

Il bidiodo-pentodo comprende un doppio diodo ed un pentodo multimu; quest'ultimo, inserito tra il diodo rivelatore e il tubo terminale, viene controllato dal dispositivo automatico insieme con i tubi amplificatori a radiofrequenza, e permette una regolazione automatica molto più efficace di quella consentita dal bidiodo-triodo.

Infatti, per una variazione della tensione di antenna da 300.000 ad 1, si ha, nei circuiti comuni, una variazione della tensione di griglia del tubo terminale da circa 8 a 1; mentre, per un circuito con bidiodo-pentodo, questa variazione sembra sia solo da 1,1 ad 1, quindi perfettamente trascurabile. *L. K.*

TELEVISIONE E TRASMISSIONE DELLE IMMAGINI.

F. Kirschstein — **Le basse frequenze in televisione.** (Fernsehen u. Tonfilm, aprile 1933, IV, 2, pag. 15-20, con 14 fig.).

La principale difficoltà della televisione non consiste tanto nella necessità di adoperare frequenze molto elevate, quanto nel fatto, che debbono coesistere, nella corrente prodotta da una immagine, frequenze molto alte e frequenze molto basse. Si aggiunga che, per la trasmissione delle immagini, contrariamente a quanto succede nella radiofonia, non occorre soltanto una fedele riproduzione dell'ampiezza delle varie frequenze, ma occorre altresì che siano rispettate le loro relazioni di fase.

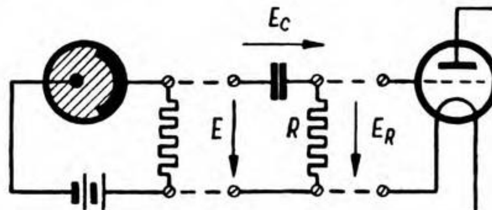


Fig. 1. — Schema di circuito trasmittente per televisione.

La gamma di frequenze che interessa per la trasmissione di una immagine, la quale debba essere esplorata in 1/25 di secondo, è formata dalla frequenza di 25 hertz e da un numero grandissimo delle sue successive armoniche.

Supponiamo per esempio che l'immagine sia nera nella metà superiore, bianca in quella inferiore. In serie con la cellula fotoelettrica di fig. 1 è una resistenza che, per effetto della corrente prodotta dalla immagine, presenta ai suoi estremi una tensione rappresentata dal diagramma *a* di fig. 2. Per stabilire quale tensione E_R sarà sviluppata

ai capi della resistenza R, e quindi applicata fra griglia e filamento di uno stadio amplificatore a resistenza-capacità, si sono tracciati in fig. 2 *b* i diagrammi di carica e di scarica del condensatore C, attraverso una resistenza R in serie, e per una tensione E. Per mezzo dei due diagrammi, come si vede dalla fig. 2, si determina la tensione E_C applicata alle armature di C, in funzione del tempo. Tracciato ora il diagramma di E_C, si può tracciare il diagramma della tensione E_R tenendo conto della condizione $E_R = E - E_C$. Si è posta la costante di tempo $CR = 0,1$ sec.

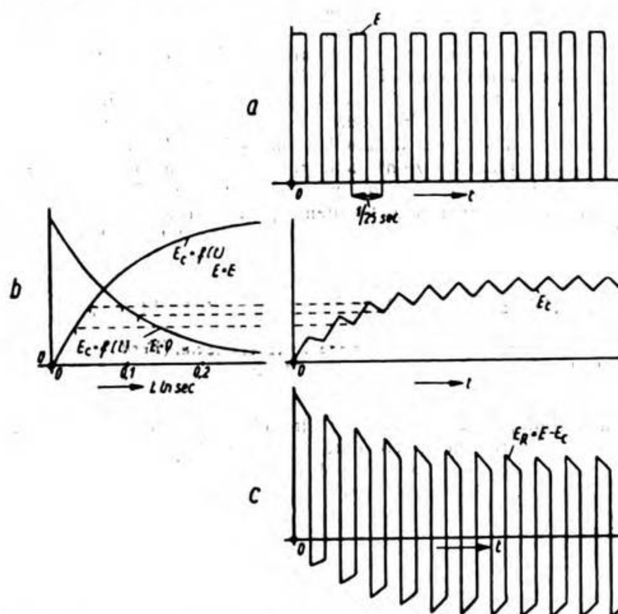


Fig. 2. — Distorsione dovuta alla presenza del condensatore di griglia.

Dalla fig. 2 *b* si vede che il diagramma di E_C tende a un valore medio $E/2$ e quindi E_R, al termine del fenomeno transitorio, tende a un valore medio nullo. Il diagramma di E_R presenta una evidente modificazione di forma rispetto a quello di E. Tale modificazione non può essere prodotta da diverse riproduzioni delle ampiezze delle varie armoniche di E, perchè, per frequenze superiori ai 25 hertz e per $CR = 0,1$, le variazioni di attenuazione del condensatore sono trascurabili. Si deve concludere che la deformazione del diagramma E_R è dovuta a sfasamenti delle armoniche componenti.

L'inconveniente viene naturalmente aumentato, quando esistano più stadi amplificatori a resistenza-capacità. La forma della tensione, all'uscita dell'ultimo stadio, si può determinare per mezzo di un procedimento grafico, e presenta una distorsione notevolmente maggiore di quella indicata in fig. 2. Il risultato pratico di simile distorsione è che l'immagine, formata come si è detto di una metà bianca e di una nera, appare nella riproduzione come se alla parte inferiore di ciascuna metà fosse sovrapposta una striscia di nebbia. Le precedenti

considerazioni sono state verificate sperimentalmente con rilievi oscillografici sull'impianto di televisione di Witzleben (Berlino).

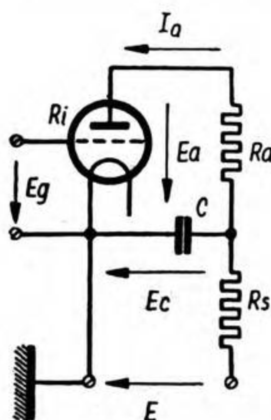


Fig. 3. — Schema di alimentazione anodica.

Un'analoga influenza distorcente è data dal condensatore di parallelo sulle batterie anodiche di alimentazione. Esaminiamo questo caso, presentato dalla fig. 3. La resistenza R_s ha la funzione di evi-

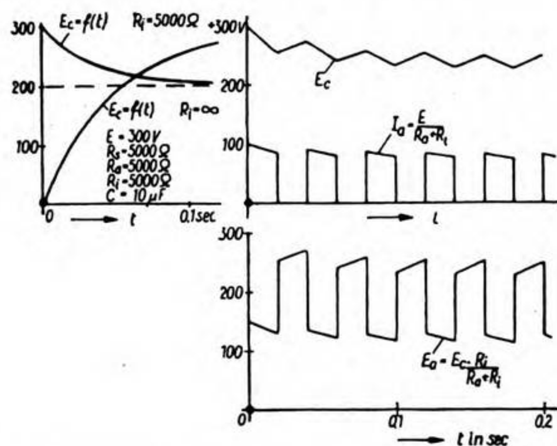


Fig. 4. — Distorsione dovuta alla presenza del condensatore anodico.

tare accoppiamenti parassiti fra più stadi amplificatori alimentati da una stessa batteria.

Nella solita ipotesi di una immagine mezza bianca e mezza nera, la tensione di griglia agisce in modo tale che la resistenza del tubo

passa alternativamente da valore infinito a valore R_i (approssimativamente costante). Nella fig. 4 sono tracciati i diagrammi di carica del condensatore, da tensione 0 a tensione E, e di scarica, da tensione E a tensione $E\ (R_i + R_a)/(R_i + R_a + R_s)$ (che si avrebbe dopo un tempo infinito, qualora il tubo mantenesse una resistenza costante R_i).

Con l'aiuto di questi diagrammi si determinano i valori, che E_c (tensione alle armature del condensatore) assume in funzione del tempo nella ipotesi della solita immagine bianco-nera. Si ricavano subito i diagrammi della corrente anodica I_a e della tensione E_a agli estremi della resistenza R_a di placca. Si vede, che la parte variabile di questa tensione non ha più forma rettangolare, ma ha ampiezza crescente durante un semiperiodo.

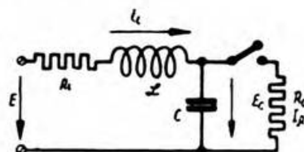


Fig. 5. — Schema di filtro inserito nell'alimentazione anodica.

Anche in questo caso, come in quello precedente, si ha distorsione, ma con effetto opposto. E' quindi naturale usare i condensatori di parallelo sulle batterie per compensare la distorsione prodotta dai condensatori di griglia.

In certi casi tuttavia, come ad esempio nell'ultimo stadio di una batteria di amplificatori, la cui corrente anodica attraversa la lampada a luminescenza, il condensatore della batteria produrrebbe distorsione dell'immagine. Si adottano allora, per la tensione anodica, batterie di accumulatori o di pile a secco, che non richiedono dispositivi di livellamento della tensione. Qualora si vogliano usare alimentazioni anodiche a raddrizzatore o a dinamo, si deve proporzionare il complesso filtrante in modo da mantenere la distorsione entro limiti tollerabili.

Esaminiamo ad esempio lo schema della fig. 5. La induttanza L e la capacità C rappresentano il filtro. A questi elementi si deve aggiungere la resistenza ohmica R_i. La immagine bianco-nera agisce come se, sulla resistenza R_a del tubo, si aprisse e si chiudesse un interruttore con la frequenza di 25 hertz. Per questo caso si possono dare come regole di proporzionamento: la frequenza propria del complesso $L\,C$ deve essere molto inferiore a 25 hertz; inoltre $L/C \leq (R_i/2)^2$; ed infine R_i deve essere sufficientemente minore di R_a, affinchè non si abbiano eccessive oscillazioni di tensione per effetto delle variazioni di carico. *L. Sp.*

V. Z. Zworykin — **Sistema di televisione con tubi a raggi catodici.** (Onde Él., novembre 1933, XII, 143, pag. 501-539, con 26 fig.).

V. Z. Zworykin — **L'iconoscopio, moderno occhio elettrico.** (Proc. I. R. E., gennaio 1934, XXII, 1, pag. 16-32, con 14 fig.).

Nel campo della televisione esistono attualmente due metodi ben distinti per la esplorazione e l'analisi delle immagini da trasmettere, e cioè il metodo elettro-meccanico e il metodo puramente elettrico. Il primo, che è anche il più antico, si fonda sul classico disco esplo-

ratore del Nipkow, ed anche nelle sue più moderne attuazioni rappresenta semplicemente un miglioramento di quello. Il secondo, più recente, è assolutamente privo di organi meccanici in movimento e si basa sul tubo di Braun; lo Zworykin ne descrive una interessante attuazione da lui conseguita, la quale rappresenta quanto di meglio e di più perfezionato possa offrire oggi la tecnica televisiva.

Per l'analisi delle immagini da trasmettere, egli ha creato un dispositivo speciale, paragonabile ad un vero e proprio occhio elettrico, che ha chiamato *iconoscopio*. Il grande vantaggio che tale organo offre, risiede nel fatto che esso permette l'accumularsi, tra due analisi consecutive, dell'energia elettrica derivante dall'energia luminosa incidente sulla superficie fotoelettricamente sensibile di cui esso è provvisto; onde si ottiene un complesso dotato di una sensibilità molto più grande di quella dei comuni sistemi usati fino ad ora.

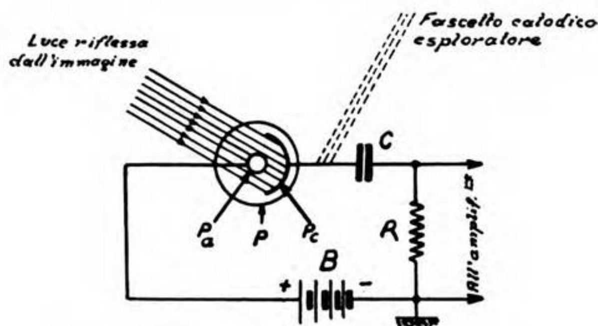


Fig. 1. — Schema di funzionamento di un elemento del mosaico iconoscopico.

L'*iconoscopio* consiste in un tubo a raggi catodici, ad alto vuoto, nell'interno del quale è posta una superficie fotoelettrica speciale composta da un « mosaico » di piccoli elementi isolati tra loro, ciascuno dei quali costituisce una minuscola cellula fotoelettrica. Proiettando su tale mosaico l'immagine da trasmettere, si ottiene un'emissione di foto-elettroni, la cui intensità in ogni punto è direttamente dipendente dalla intensità della luce in quel punto. Su ogni elemento fotoelettrico si viene ad accumulare così una certa carica elettrica più o meno grande, che viene poi liberata durante l'esplorazione successiva di tutti i punti del mosaico fatta con il raggio catodico proprio del tubo, raggio che funziona quindi come un organo privo di inerzia.

La fig. 1 presenta lo schema di funzionamento di un elemento fotoelettrico dell'iconoscopio: P rappresenta l'elemento, C la sua capacità rispetto ad una superficie conduttrice comune a tutti gli elementi del mosaico fotoelettrico (*superficie collettrice*), P_c il catodo, B una sorgente di potenziale acceleratore ed R una resistenza di utilizzazione. Sotto l'azione della luce riflessa dall'immagine che si vuole trasmettere, il catodo P_c emette elettroni che vengono raccolti dall'anodo P_a; la carica positiva assunta dal catodo va ad accumularsi sulla capacità C ed il valore di tale carica dipende naturalmente dalla intensità del flusso luminoso che colpisce l'elemento P. Il pennello catodico analizzatore, durante la sua esplorazione, scarica l'ele-

mento fotoelettrico così caricato positivamente, riportandolo ad un potenziale di valore approssimativamente eguale per tutti gli elementi del mosaico. La corrente di scarica dell'elemento, proporzionale alla carica accumulatasi e quindi proporzionale, all'incirca, alla intensità della luce in quel punto, viene trasformata in una differenza di potenziale per mezzo della resistenza *R*; differenza di potenziale che viene applicata all'entrata dell'amplificatore.

Per chiarire meglio il funzionamento a regime di un elemento del mosaico, cercheremo di farci un'idea approssimativa di ciò che accade, in funzione del tempo, nel circuito ad esso equivalente di fig. 1, e precisamente nell'intervallo, uguale ad 1/20 di secondo, tra un'esplorazione e la successiva, da parte del pennello catodico.

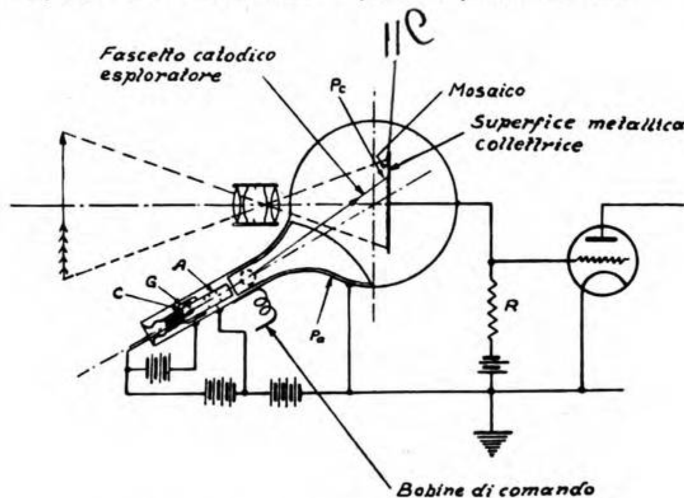


Fig. 2. — Schema d'inserzione dell'iconoscopio.

Si è visto come, per effetto del flusso luminoso che colpisce l'elemento considerato, abbia luogo un passaggio di elettroni dal catodo all'anodo, per effetto del quale il potenziale della capacità *C* varia da un certo valore V_0 ad un altro V dipendente dall'intensità della corrente elettronica, cioè dalla intensità del flusso luminoso che colpisce l'elemento fotoelettrico. L'esplorazione dell'elemento da parte del fascetto catodico, determina un « rifornimento » di elettroni, che va a compensare la precedente perdita sostenuta dal catodo fotoelettrico durante il periodo di non esplorazione, e che riporta il potenziale dal valore V al primitivo valore V_0.

Conseguentemente si avrà un brusco spostamento di elettroni nel resto del circuito e quindi un contemporaneo guizzo di tensione ai capi della resistenza *R* di utilizzazione.

Nell'intervallo di tempo che intercorre fra due successive esplorazioni dell'elemento considerato (1''/20), il potenziale della capacità *C* tornerà di nuovo al valore V, e ad ogni passaggio del raggio si avrà una brusca variazione. Tali guizzi di tensione ai capi di *R*, per i varii elementi fotoelettrici, e con opportuno proporzionamento di *C*, sono da considerarsi proporzionali all'intensità di flusso luminoso incidente

su ciascuno di essi elementi; convenientemente amplificati, vanno a creare la particolare tensione modulatrice dell'onda ad alta frequenza prodotta dall'oscillatore trasmittente.

Per avere la massima sensibilità, la capacità C è scelta in maniera tale che il potenziale di carica di ogni elemento del mosaico fotoelettrico, in funzione del tempo e del flusso luminoso, non possa mai raggiungere in alcun momento il valore di saturazione.

Nella realtà, i fenomeni suddescritti vengono sensibilmente modificati da effetti secondari di una qualche importanza: per esempio, dalla emissione secondaria della superficie fotoelettrica bombardata dagli elettroni del fascio esploratore, la quale, naturalmente, modifica il potenziale degli elementi stessi.

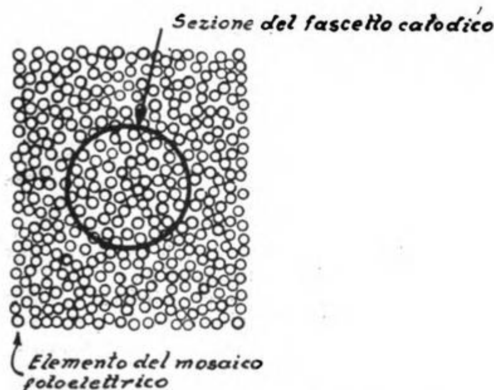


Fig. 3. — Dimensioni relative delle cellule elementari e della sezione del fascetto catodico esploratore.

L'A, attraverso un breve confronto teorico, dimostra che il rapporto tra la misura della variazione di tensione ottenuta con l'esplorazione iconoscopica e quella ottenuta, nelle stesse condizioni, con la comune esplorazione meccanica a disco, è eguale al numero degli elementi in cui è decomposta l'immagine. Supposta quindi un'immagine decomposta in 70.000 aree elementari, la sensibilità dell'iconoscopio sarebbe teoricamente 70.000 volte maggiore di quella offerta dall'altro sistema. Ciò, nella pratica, si riduce naturalmente a molto meno, verificandosi però sempre l'esistenza di un apprezzabile vantaggio.

La fig. 2 mostra lo schema d'inserzione di un iconoscopio. I piccoli catodi elementari trovansi ripartiti sulla superficie di una lamina isolante (mica), l'altra faccia della quale, opportunamente metallizzata, costituisce la superficie collettrice nominata sopra. Il mosaico fotoelettrico può essere ottenuto con varii sistemi; uno dei più semplici è quello fondato sulla vaporizzazione diretta di un metallo alcalino sulla mica, nel vuoto. Una pellicola metallica estremamente sottile, così depositata, non ha carattere di continuità, ma risulta finemente divisa in un numero grandissimo di minuscoli globuli isolati tra loro. Un mosaico più recentemente ottenuto, è quello costituito da globuli d'argento resi fotosensibili mediante uno speciale trattamento col cesio.

I fotoelettroni emessi dai catodi elementari sono raccolti dall'inviluppo metallizzato (anodo) dell'ampolla di vetro contenente l'insieme.

Poichè in pratica la sezione del pennello catodico esploratore è

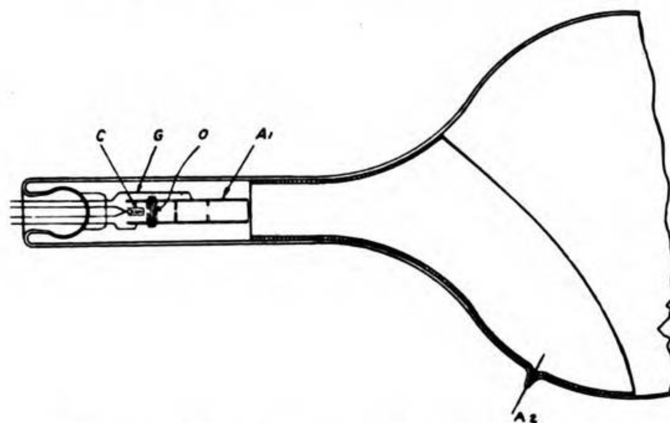


Fig. 4. — Visione schematica degli elettrodi generatori del fascetto catodico.
C - catodo; *G* - elettrodo modulatore (griglia); A_1 - primo anodo; A_2 - secondo anodo.

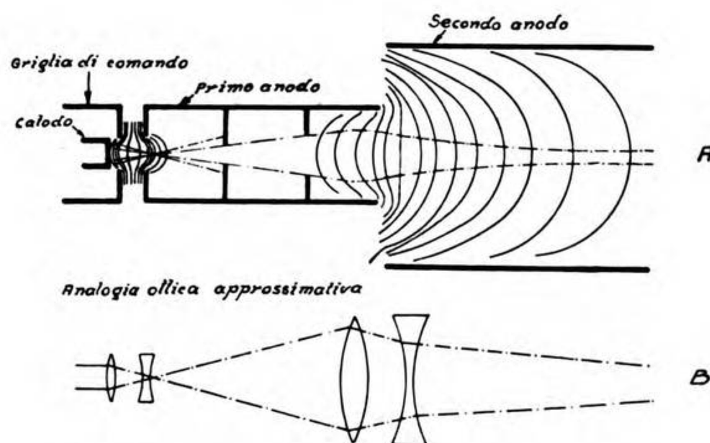


Fig. 5. — Schema della distribuzione dei campi elettrostatici nell'iconoscopio.

parecchie volte più grande, in superficie, dell'area occupata da una cellula elementare (fig. 3), il numero delle aree elementari di esplorazione dipende esclusivamente dalle dimensioni di quella sezione;

quanto più il pennello di raggi catodici è sottile, tanto maggiore sarà quindi il grado di nettezza dell'immagine. A questo scopo, mediante la speciale costruzione del tubo (fig. 4 e 5 *A*), la concentrazione del fascetto catodico è ottenuta per mezzo dei campi elettrostatici dovuti alle differenze di potenziale tra i diversi organi interni, nonchè a

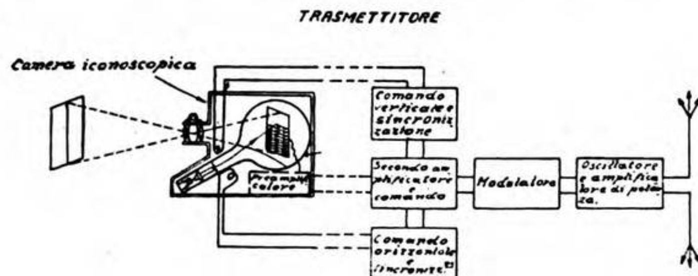


Fig. 6. — Schema dei diversi elementi del circuito trasmittente.

quella tra il primo anodo A_1 e la superficie argentata o secondo anodo A_2 del tubo stesso. Di questo gioco di potenziali si può prospettare una certa analogia ottica, rappresentata in fig. 5 *B*.

Il pennello di raggi catodici esplora la superficie fotosensibile con velocità uniforme. Il movimento è ottenuto per mezzo di un campo

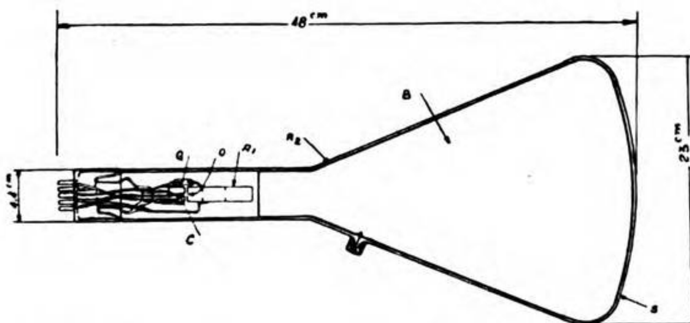


Fig. 7. — Visione schematica del tubo ricevitore o cinescopio. *C* - catodo; *G* - elettrodo modulatore (griglia); A_1 - primo anodo; A_2 - secondo anodo.

magnetico creato da apposite bobine collocate intorno alla parte cilindrica del tubo; esse sono percorse da una corrente la cui forma varia nel tempo nella nota maniera denominata « a denti di sega ». Lo schema dei diversi elementi costituenti l'insieme trasmittente, è rappresentato in fig. 6.

Per la ricezione viene usato un altro speciale tubo a raggi catodici, che l'A chiama *cinescopio* e che differisce dai comuni tubi oscillo-

grafici soprattutto per la presenza di un elettrodo modulatore dell'intensità del fascetto catodico (fig. 7). La superficie interna del tubo è metallizzata e costituisce, come nell'iconoscopio, un secondo anodo che serve per la concentrazione del fascio catodico. Uno speciale schermo fluorescente a base di ortosilicato di zinco sintetico, depositato in sottilissimo strato, permette la trasformazione dell'energia elettrica del fascio catodico in energia luminosa.

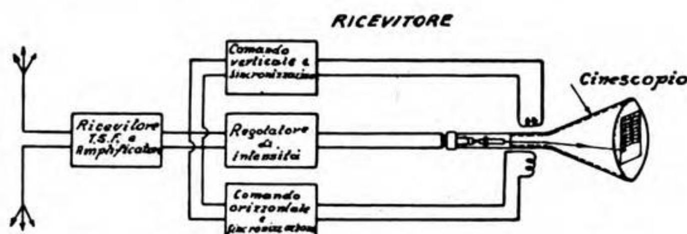


Fig. 8. — Schema dei diversi elementi del circuito ricevente.

L'elettrodo modulatore sopra menzionato serve a riprodurre le variazioni luminose relative all'immagine trasmessa, modulando corrispondentemente la intensità del pennello catodico. Per ottenere una riproduzione soddisfacente è necessario naturalmente che la modulazione del fascio catodico sia una funzione lineare della tensione applicata all'elettrodo modulatore; è necessario inoltre che tale modulazione non abbia influenza sulla velocità degli elettroni costituenti il pennello catodico, chè altrimenti la posizione dell'area elementare sullo schermo fluorescente dipenderebbe dalla sua intensità luminosa.

Naturalmente, la tensione applicata all'elettrodo modulatore del tubo ricevente varia nel tempo con legge identica a quella con cui varia, nell'iconoscopio, la tensione ai capi della resistenza *R* durante un'esplorazione del mosaico fotoelettrico. Si ottiene in tal modo la riproduzione dell'immagine. In fig. 8 si vede lo schema dei varii circuiti di ricezione.

L'A presenta anche numerose fotografie degli apparati trasmittente e ricevente nella loro forma definitiva e le relative particolareggiate descrizioni. *C. P.*

M. G. Fayard — **Sulla determinazione delle frequenze di trasmissione più elevate e sulla influenza della distorsione di fase nella televisione.** (Onde Él., gennaio 1933, XII, 133, pag. 53-60, con 8 fig.).

Premesse alcune considerazioni teoriche sul modo di determinare la frequenza di trasmissione più elevata necessaria nella televisione per ottenere una buona immagine, l'A passa allo studio di diversi problemi inerenti alla televisione, servendosi, come figura da esplorare, di una immagine piana caratteristica, costituita da un insieme di quadratini bianchi e neri disposti a scacchiera, ciascuno dei quali rappresenta una superficie elementare. L'espressione della corrente fotoelettrica modulante, ottenuta esplorando con un pennello di luce estremamente sottile una tale figura, lungo una linea retta che attraversi alternativamente un quadratino bianco ed uno nero, è della

forma :

$$I = A \left[\text{sen} \frac{2\pi}{T} t + \frac{1}{3} \text{sen} \frac{2\pi}{T/3} t + \frac{1}{5} \text{sen} \frac{2\pi}{T/5} t + \ldots \right],$$

essendo T il tempo impiegato nella esplorazione di due quadratini contigui: tale espressione è perfettamente analoga a quella della corrente di manipolazione, in una trasmissione telegrafica di una serie di « punti ».

Dall'esame di questa espressione, si deduce che le varie ampiezze che in essa figurano devono essere perfettamente in fase all'origine dei tempi; esaminando il caso di una distorsione di fase, si vede come questa abbia effetti considerevoli a tutto detrimento di una buona ricezione: l'assenza di detti sfasamenti rappresenta quindi la condizione prima cui deve soddisfare un complesso televisivo, per ottenerne un corretto funzionamento. *C. P.*

TUBI ELETTRONICI.

C. S. BULL — **Breve discussione sull'uso di caratteristiche non lineari di tubi elettronici.** (W. E. a. E. W., febbraio 1933, X, 113, pag. 83-88).

I tubi elettronici vengono spesso fatti funzionare come amplificatori in tratti di caratteristiche non lineari, sia per le esigenze dei particolari funzionamenti richiesti, sia per effetto dell'ampiezza delle tensioni che è necessario applicare.

La discussione delle proprietà delle caratteristiche non lineari è condotta in maniera semplificata e tale da stabilire regole semplici e di pratico impiego per determinare gli effetti prodotti. Vien fatto notare che non tutte le frequenze risultanti possono dar luogo a tensione poichè il circuito anodico presenta impedenze apprezzabili solo per una limitata gamma di frequenze.

La questione è considerata nei riguardi dell'aumento di modulazione, dell'interferenza, e della modulazione con sovrapposizione di alte frequenze, ricavando regole semplici per la valutazione di ciascun effetto. *g. a.*

E. W. B. GILL e R. H. DONALDSON — **Un fenomeno di risonanza nei triodi.** (Phil. Mag., giugno 1933, XV, 102, pag. 1177-1181, con 3 fig.).

Se la griglia di un triodo viene portata ad un elevato potenziale positivo, mentre la placca è mantenuta a potenziale debolmente negativo o nullo, avviene che gli elettroni emessi dal catodo percorrono più volte, di moto oscillatorio, lo spazio compreso tra il filamento e la placca. Il tempo impiegato dagli elettroni a compiere un'intera oscillazione è, a parità di altre condizioni, sensibilmente proporzionale all'inversa della radice quadrata della tensione di griglia.

Gli AA hanno pensato di mettere indirettamente in evidenza codesti moti oscillatori con l'applicare tra la placca ed il catodo, oltre alla tensione continua, una tensione alternativa la cui frequenza sia dello stesso ordine di quella delle oscillazioni elettroniche. E' da prevedere, che in tali condizioni, quando, col variar di una delle due frequenze, si giunga alla loro identità, le ampiezze di oscillazione risultino accresciute, per alcuni elettroni, così che questi debbano urtare la placca dando luogo ad un aumento della corrente placca-filamento, che percorre il circuito esterno. L'esperienza, che ha confermato le previsioni, è stata eseguita mantenendo costante la frequenza della

tensione alternativa e variando il periodo delle oscillazioni elettroniche proprie col variare la tensione di griglia. E' stata ottenuta in tal modo la grafica di fig. 1.

Gli AA attribuiscono grande importanza al fatto che la tensione di griglia, alla quale si verifica il fenomeno di risonanza, è pressochè

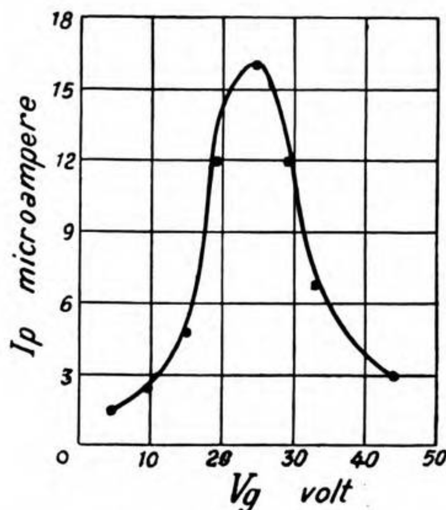


Fig. 1. — Corrente di placca I_p in funzione della tensione di griglia V_g. (Alla placca è applicata una tensione oscillatoria di frequenza 2,9 × 10^7 hertz).

indipendente dall'emissione del filamento, perchè un tale risultato appare in contrasto con quelle teorie le quali cercano di spiegare il comportamento degli oscillatori di Barkhausen-Kurz attribuendo alla carica spaziale un periodo proprio di oscillazione inversamente proporzionale alla radice quadrata del numero di elettroni compresi fra gli elettrodi. *A. G.*

Tubi elettronici Catkin. (Wir. World, 12 e 19 maggio 1933, XXXII, 19 e 20, pag. 340-341 e 365, con 7 fig.).

Si tratta di un nuovo tubo nel quale il bulbo di vetro è sostituito da un cilindro di rame che funziona da anodo. Tale cilindro è protetto esternamente da una pellicola di vernice isolante per modo che resta escluso il pericolo di contatti. Il nome « Catkin » è derivato dalla denominazione C.A.T. adoperata per designare i tubi trasmittenti costruiti in base allo stesso concetto.

Il cilindro metallico è saldato inferiormente con una base di vetro protetta verso l'esterno da un altro cilindretto metallico; tra vetro e metallo è disposto un anello di gomma la cui presenza conferisce al tubo un alto grado di « antimicrofonicità ». Particolari cure sono

prese nella saldatura vetro-metallo, per ottenere un vuoto sicuro e durevole.

I principali pregi del nuovo tipo di tubo sarebbero:

1) assai più grande uniformità di caratteristiche che nei tubi d'altro tipo, ciò essendo dovuto alla possibilità di mantenere con precisione molto maggiore le distanze tra i varii elettrodi, mediante lame di mica;

2) grande solidità meccanica (un esemplare è stato spedito per posta da Londra ad Aberdeen, privo di ogni imballaggio, ed è arrivato in condizioni da funzionare perfettamente);

3) dimensioni ridotte in confronto a quelle dei tubi normali;

4) perdite dielettriche minori di quelle presentate dai tubi con bulbo di vetro.

Le caratteristiche elettriche del tubo Catkin sono non inferiori, ed anzi un poco superiori, a quelle dei tipi usuali. Un ricevitore attuato con tali nuovi tubi ha funzionato in modo del tutto soddisfacente. Questo genere di costruzione è già stato usato per diversi tipi di tubi: triodo, tetrodo, pentodo. I tetrodi a griglia schermo possono essere ottenuti dal fabbricante già forniti di schermo proprio esterno che assicura un alto grado di schermatura. *F. Ve.*

— CRONACA TECNICA —

AMPLIFICATORI.

Un **amplificatore telefonico per collegamenti interurbani a media distanza** (dell'ordine di 80 km) è stato adottato dal « British Post Office », in vista di una futura estesa applicazione di esso in luogo degli incomodi amplificatori sui cordoni e per non ricorrere ai tipi normali adatti per circuiti a lunga distanza con servizio più importante.

Secondo quanto riferisce A. C. Timmis nel *P.O.E.E.J.* dell'aprile 1933, i requisiti più importanti di questa unità amplificatrice sono il basso costo, l'ingombro limitato e il ridottissimo bisogno di sorveglianza. L'apparecchio è costruito nei soliti due tipi, per circuiti a 4 fili e per circuiti a 2 fili, ed inoltre, combinato con i circuiti terminali delle linee a 4 fili, dà luogo a un terzo tipo chiamato amplificatore terminale a 4 fili.

L'alimentazione è fatta completamente dalle sbarre a corrente alternata e solo una piccola batteria, che può entrare in funzione automaticamente, serve come riserva. Per la tensione anodica sono previsti raddrizzatori, ma i filamenti sono alimentati direttamente a corrente alternata, senza che si verifichi alcun disturbo telefonico da parte della frequenza fondamentale (50 hertz); le armoniche superiori sono smorzate da un filtro. I trasformatori e molte altre parti accessorie sono dei tipi che si trovano in grande quantità sul mercato degli apparecchi radio; i tubi elettronici invece sono quelli normalmente usati negli amplificatori telefonici perchè hanno più lunga durata e basso consumo.

Ogni amplificatore, di per sè, ha un guadagno massimo di 30 decibel; i guadagni massimi per il tipo terminale, con un attenuatore da 3 decibel in circuito, possono variare da 12,5 a 23 decibel secondo la disposizione del potenziometro; ma, compiuta la regolazione, s'intende che il guadagno di un circuito non debba più modificarsi. I potenziometri sono semplificati sostituendo saldature ai contatti striscianti; ed anche nelle altre parti dell'apparecchio tutti i contatti non saldati sono soppressi, dove possibile, in considerazione del fatto che gli amplificatori devono essere lasciati quasi completamente senza sorveglianza.

Questo tipo di amplificatore costa circa un decimo di quello corrispondente per linee di grande lunghezza, e la spesa per la sua manutenzione si può considerare trascurabile. Esso è stato applicato alla connessione Londra-Brighton, costituita da un cavo aereo pupinizzato di 37 quaterne a stella con conduttori da 0,6 mm; l'intera installazione, linea ed apparecchi, ha dimostrato che un collegamento di tale tipo con circuiti a 4 fili funziona in modo soddisfacente. *F. Ma.*

FISICA GENERALE.

Nel fascicolo di dicembre 1933 di *R. S. I.*, V. O. Knudsen prende in considerazione due classi di fenomeni, che riguardano l'**assorbimento del suono entro ambienti chiusi ed all'aperto**; essi modifi-

cano alcune posizioni, che si ritenevano ormai stabilite, e riescono di particolare interesse nel campo dell'acustica architettonica.

In primo luogo, indagando sul fenomeno della « coda sonora » in uno spazio chiuso, si riscontra come, in certi casi, oltre alle frequenze impresse appaiano anche frequenze proprie di vibrazione dell'ambiente considerato come un mezzo continuo a tre dimensioni; queste frequenze si possono determinare in base alla conoscenza delle dimensioni dell'ambiente, e non si può astrarre da esse se si vuol raggiungere un certo rigore nel calcolo dell'assorbimento del suono.

Un secondo fenomeno, che non deve più oltre venir trascurato, è quello dell'assorbimento del suono per effetto dell'aria. Dalle teorie di Stokes, Kirchhoff e Rayleigh l'attenuazione nell'aria sarebbe trascurabile (almeno ai fini dei calcoli che interessano l'acustica architettonica) per frequenze inferiori a 8000 Hz. Recenti esperienze hanno invece dimostrato che l'assorbimento è da dieci a cento volte maggiore di quello previsto teoricamente e che l'attenuazione dipende dalla temperatura e dalla presenza di altri aeriformi, in una misura che, ad esempio per il vapor acqueo, è molto importante.

H. O. Kneser spiega questi fenomeni ammettendo che nella collisione tra ossigeno ed altre molecole (ad esempio di vapor d'acqua) una certa parte di energia di traslazione delle due molecole si converta in energia vibratoria interna della molecola di ossigeno. Quando il gas si comprime adiabaticamente, il che avviene durante la fase di compressione della vibrazione sonora, aumenta il numero delle molecole in stato di vibrazione, mentre invece questo diminuisce durante la fase di espansione. Se il fenomeno è sufficientemente lento, la trasformazione di energia di traslazione in energia di vibrazione durante la compressione equivale alla trasformazione inversa durante l'espansione. In generale è necessario un certo tempo per stabilire l'equilibrio termico fra le molecole allo stato normale e quelle allo stato di eccitazione. Se il ciclo di espansione e compressione è di durata paragonabile a questo tempo, il processo non è più reversibile e si ha trasformazione di energia sonora in calore. D'altra parte se il fenomeno è molto più rapido, soltanto una piccolissima parte di energia può trasformarsi, e non si ha quindi energia sonora assorbita.

Si constata infatti sperimentalmente che a pari condizioni di umidità si ha un massimo di assorbimento per una data frequenza. Con un'umidità relativa del 13 % si ha un massimo di assorbimento a 6000 Hz; con un'umidità relativa del 18 % il massimo è a 10.000 Hz.

Questi fenomeni sono interessanti non solo dal punto di vista acustico, ma anche da un punto di vista chimico; l'A infatti prevede il sorgere di una nuova tecnica che studi — attraverso determinazioni di assorbimento del suono — le proprietà della struttura molecolare dei gas e le possibili reazioni molecolari; egli annunzia la prossima pubblicazione di interessanti risultati ottenuti in questo campo. *G. Sac.*

IMPIANTI E ACCESSORI TELEFONICI.

Nel fascicolo di aprile 1933 del *P.O.E.E.J.*, A. Hogbin descrive l'apparecchiatura per il **sistematico controllo centralizzato del funzionamento del servizio telefonico.**

Mentre negli impianti con piccole centrali la verifica della qualità del servizio può essere condotta da ispettori che si recano periodicamente presso gli abbonati per raccogliere le loro osservazioni, nei casi di centrali relativamente grandi (con almeno 500 linee d'abbonato) conviene che il servizio sia controllato continuamente, dalla centrale stessa, con personale specializzato. Se poi in una zona esistono diverse cen-

trali, può essere più conveniente, in certe condizioni, accentrare tutto il servizio in un unico posto.

I tipi normali di circuiti e di apparecchi adottati a tale scopo permettono la distribuzione automatica delle linee in osservazione, agli osservatori liberi, nel momento in cui ciascuna linea viene occupata dall'abbonato chiamante; e ciò, tanto se si tratta di centrali automatiche, quanto se si tratta del sistema manuale a batteria centrale, riuscendosi per di più, nel primo caso, a registrare il numero combinato da chi stabilisce la comunicazione.

L'articolo contiene una descrizione particolareggiata dei circuiti e del loro funzionamento. *F. Ma.*

MISURE.

Un nuovo **metodo per la localizzazione dei guasti nei cavi sottomarini** è esposto da W. T. Palmer e F. E. A. Manning nel *P.O.E.E.J.* dell'aprile 1933. Il metodo si presenta utile nei casi in cui, pur avendo determinato con i metodi soliti la distanza approssimata del punto a terra, si desidera individuare la sua posizione precisa sul fondo marino, o perchè non si conosce con esattezza il percorso del cavo o perchè questo si trova vicino ad altri che non devono essere toccati durante le operazioni di ricerca e sollevamento di quello guasto.

Un morsetto di un generatore di corrente alternata posto sulla riva è connesso a un estremo del cavo, mentre l'altro morsetto è collegato a una piastra metallica immersa nel mare. In queste condizioni la corrente ritorna dal punto guasto del cavo alla piastra, creando una distribuzione di linee di corrente, che, se il mare fosse un mezzo omogeneo, sarebbe identica alla distribuzione delle linee di forza elettrica tra due elettrodi mantenuti nell'aria, a differente potenziale. Fra due elettrodi ausiliari posti a una certa distanza l'uno dall'altro e immersi in tale distribuzione, si origina una differenza di potenziale, che è tanto più forte quanto più gli elettrodi sono portati vicino al guasto.

Prove di questo tipo furono fatte con esito soddisfacente su un cavo in guttaperca appositamente posato nel porto di Dover, usando come elettrodi due spezzoni di corda di rame, lunghi 75 cm e trasportati dalla nave esploratrice, sulla quale un amplificatore-raddrizzatore permetteva di misurare la differenza di potenziale in microvolt. Si riscontrò che, a parità di altre condizioni, questa tensione è massima quando gli elettrodi sono paralleli al cavo (non conviene deviarli di oltre 45°), cresce proporzionalmente alla distanza fra di essi (per ragioni pratiche non conviene distanziarli più di 10-15 m), cresce proporzionalmente alla corrente inviata nel cavo (ma questa corrente è subordinata al tipo di circuito, pupinizzato o no, di cui il cavo fa parte), cresce rapidamente col diminuire della frequenza (conviene usare la più bassa frequenza compatibile con un efficiente funzionamento dell'amplificatore, per esempio 70 hertz), cresce con la profondità d'immersione degli elettrodi solo se questi si trovano direttamente al disopra del cavo o nelle immediate vicinanze (praticamente non conviene lavorare con elettrodi molto profondi o troppo superficiali), cresce naturalmente avvicinando gli elettrodi al guasto sia parallelamente sia perpendicolarmente al cavo.

La localizzazione è possibile per cavi sottomarini, e probabilmente anche per cavi sotterranei. Il metodo può sostituire quello basato sulla esplorazione del campo magnetico, il quale richiede correnti così intense che spesso non sono ammissibili nei circuiti telefonici.

F. Ma.

PIEZOELETTRICITA'.

Un breve articolo del Bechmann in *Die Naturwissenschaften* dell'ottobre 1933 accenna ai risultati concordi delle ricerche sperimentali e analitiche sul **coefficiente di temperatura dei quarzi piezoelettrici.**

Se una lamina di quarzo, che presenti uno spessore trascurabile rispetto alle dimensioni longitudinali e la cui normale formi un angolo θ con l'asse ottico del quarzo, è orientata secondo l'asse elettrico, essa può dare origine ad oscillazioni proprie di un dato tipo. Se invece la lamina è orientata secondo l'asse meccanico, essa può dare origine a tre tipi diversi di oscillazioni proprie.

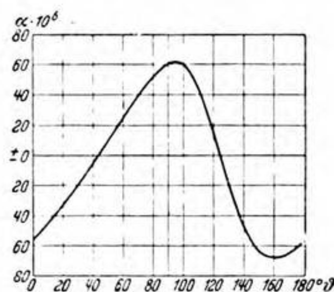


Fig. 1. — Diagramma del coefficiente di temperatura in funzione di θ.

Per la prima categoria di lamine piezooscillatrici sussiste una relazione ricavata analiticamente, che esprime il fattore di oscillazione ν (frequenza × spessore) in funzione dell'angolo θ, dello spessore d, della densità ρ, e delle costanti c_{11}, c_{12}, c_{14}, c_{44} di elasticità del quarzo:

$$\nu = \frac{1}{2\,d} \sqrt{\frac{1}{\rho} \left[\frac{1}{2} (c_{11} - c_{12}) \operatorname{sen}^2 \theta + c_{44} \cos^2 \theta + c_{14} \operatorname{sen} 2\,\theta \right]} .$$

Questa relazione ha avuto conferma sperimentale, con scarti dell'1 %. Da essa si può ricavare il coefficiente di temperatura:

$$\alpha = \frac{1}{\nu} \frac{\partial \nu}{\partial T} ,$$

i cui valori, secondo le constatazioni dell'A, sono rappresentati, in funzione dell'angolo θ, nel diagramma della fig. 1; vi si rileva in particolare l'annullarsi di α per due distinti valori della variabile.

La misura dei coefficienti di temperatura delle oscillazioni proprie permette di ricavare i coefficienti di temperatura delle costanti di elasticità. Si possono ottenere lamine di quarzo piezoelettrico con coefficienti di temperatura compresi fra i limiti $\pm$ 60 . 10^{-6}. *L. Sp.*

-- LIBRI E PUBBLICAZIONI --

H. W. GOETSCH. — *Taschenbuch für Fernmelde-Techniker* - 5ª edizione. — R. Oldenbourg, München u. Berlin, 1933. — Un volume di 600 pagine, con 947 figure, legato. — Prezzo M. 14,50.

La prima parte del volumetto è dedicata ad alcuni brevi richiami scientifici, alle sorgenti di energia impiegate nella tecnica delle correnti deboli (pile, batterie, raddrizzatori, invertitori di poli, e così via), alle suonerie e sirene, ai relè più svariati, ai circuiti in generale.

La seconda parte comprende gli impianti domestici, i segnali luminosi, la trasmissione a distanza di misure, la protezione dei locali contro i furti, la segnalazione stradale e ferroviaria, i segnali avvisatori d'incendio, la distribuzione elettrica dell'ora.

La terza parte tratta esclusivamente della telegrafia, dalle primissime macchine Morse fino alle moderne macchine telescriventi e alla trasmissione di immagini.

L'ultima parte infine (quella maggiormente sviluppata) riguarda la telefonia in generale: apparecchio telefonico, schema di inserzione delle stazioni, centrali manuali e automatiche, impianti intercomunicanti, protezione contro le linee ad alta tensione, amplificatori, telefonia a grande distanza, cavi, misure.

Una ricca bibliografia ed un indice alfabetico chiudono il volume.

L'opera ha caratteristiche spiccatamente pratiche; è soprattutto un'interessante raccolta di schemi, cui il tecnico farà volentieri ricorso nello studio dei problemi di segnalazione, di trasmissione a distanza, di telegrafia e di telefonia. Il testo che illustra i singoli schemi, pur essendo conciso, non manca di chiarezza nè di precisione. Ottima la presentazione tipografica.

*

P. LERTES. — *Elektrische Musik.* — T. Steinkopff, Dresden u. Leipzig, 1933. — Un volume di 207 pagine, con 169 figure. — Prezzo M. 9.

Come sottotitolo dell'opera è scritto « esposto in modo comprensibile da tutti », e d'altra parte la casa Steinkopff è nota particolarmente nel mondo artistico musicale; si tratta quindi di un lavoro di carattere elementare, che informa il lettore non specializzato dei recenti progressi nel campo della musica elettrica, dopo averlo condotto, con una trattazione chiara e corretta, alla conoscenza dei principi dei nuovi strumenti.

Dopo la prima parte, che contiene una breve esposizione introduttiva, la seconda è dedicata ai fondamenti acustici della musica, la terza alla generazione elettrica di toni e suoni. Le ultime 50 pagine del testo trattano degli strumenti musicali elettrici, la cui descrizione particolareggiata è preceduta da un'ampia introduzione storica circa il loro sviluppo.

Vi figurano così gli strumenti elettrici puri: oscillatori a battimenti (*strumento a onde eteree* di Theremin), oscillatori a bassa frequenza

a reazione (*sferofono* di Mager), oscillatori a rilasciamento (*emicon* di Langer-Halmàgyi). L'*hellertion* di Helberger e Lertes ed il *trautonium* di Trautwein rappresentano in questo campo gli strumenti più perfezionati, che consentono con opportuni mezzi variazioni di tono, di intensità e di colore e offrono possibilità di notevoli effetti musicali.

Gli strumenti elettromeccanici, invece, trasmettono attraverso un sistema microfono-amplificatore-altoparlante i suoni generati con i comuni strumenti a corda: si hanno il *superpiano* di Spielmann, l'*elettrocordo* di Vierling, il *piano neo-Bechstein* di Nernst, l'*elettrocello* di Vierling.

Un'accurata bibliografia ed un elenco di brevetti chiudono il volume. In esso, della musica elettrica, viene esposto e trattato il solo aspetto tecnico; per altro, dalla serietà delle case che hanno già costruito alcuni di questi nuovi apparecchi, si può arguire come essi promettano di presentare interesse artistico e possibilità di nuovi sviluppi. *G. Sac.*

*

P. HÉMARDINQUER. — *Précis d'acoustique.* — Film et Technique, Paris, 1934. — Un volume di 64 pagine, con 23 figure. — Prezzo Fr. 10.

Si espongono i principi fondamentali dell'acustica, in forma assai semplice ed elementare, avuto riguardo soprattutto a quanto può interessare chi abbia occasione di occuparsi di qualche ramo dell'acustica applicata.

In una prima parte sono ricapitolate alcune nozioni sulle caratteristiche dei suoni e sul funzionamento dell'orecchio umano. Dopo avervi accennato alla sensibilità e al campo di percezione dell'udito normale, all'errato apprezzamento dei suoni ed alla facoltà di adattamento, si discute la limitata esigenza di apparecchi perfetti, dal punto di vista acustico, non possedendo noi un organo di ricezione altrettanto perfetto.

Si tratta poi della registrazione e della riproduzione della parola nella cinematografia sonora e vi si pone in rilievo come, benchè la riproduzione della musica offra maggiori difficoltà in confronto di quella della voce umana, pure l'udito medio riconosca più facilmente le imperfezioni che si presentano in quest'ultima.

Oltre alcune sommarie nozioni sulle unità e sui metodi di misura che interessano nell'acustica pratica, vengono poi forniti cenni circa l'acustica delle sale di registrazione e riproduzione sonora e circa l'impiego dei materiali assorbenti ed isolanti. Sono indicati gli accorgimenti che si rendono utili per la trasformazione delle vecchie sale di registrazione cinematografica in sale di registrazione sonora, accorgimenti diretti anzitutto ad ottenere per l'ambiente la soppressione dei rumori disturbanti all'interno e l'isolamento fonico dall'esterno, ed inoltre a riportare entro certi limiti la riverberazione e l'eco. *C. Bi.*

*

A. BANFI. — *Radiotelevisione.* — R. Bemporad, Firenze, 1934. — Un volume di 175 pagine, con 126 figure e 7 tavole. — Prezzo L. 15.

Questo volume « tecnico volgarizzativo » presenta pregi di chiarezza che raramente sono ottenuti in opere di tale genere. Vi si trattano i problemi generali che interessano attualmente la televi-

sione, e vi si descrivono, sempre nella forma più elementare e comprensibile anche a persona senza profonde cognizioni tecniche, i vari tipi e le singole parti degli apparati trasmettenti e riceventi più in uso, quali i dispositivi a disco, quelli a ruote e spirali di specchi, quelli con tubo a raggi catodici. Si danno anche rapidissimi cenni sullo sviluppo storico della televisione e si riporta infine una serie di schemi elettrici tipici per le varie parti di un complesso trasmittente e ricevente.

Le figure sono numerose ed acquistano efficacia da una schematizzazione in generale assai indovinata.

Per quanto riguarda l'inquadramento dell'opera sarebbe forse stato desiderabile un maggiore sviluppo di qualche trattazione, di quella ad esempio del tubo di Zworykin : una descrizione un po' più diffusa ne avrebbe facilitato la comprensione e messo in giusto rilievo l'importanza. Sarebbe altresì auspicabile che in una eventuale nuova edizione si eliminassero alcune inesattezze nelle espressioni o nelle definizioni di qualche unità di misura.

Si tratta comunque di piccoli nèi, che non infirmano i pregi del libro, derivanti sopra tutto dal fatto, che l'A, a differenza di certi non sempre felici volgarizzatori, tratta di applicazioni, di cui da tempo personalmente si occupa con competenza e con successo in seno alla grande organizzazione della radiofonia italiana.

Re.

PUBBLICAZIONI RICEVUTE

E. Dubois. — *L'effet Volta.* — Hermann, Paris, 1934. — Un volume di 26 pagine, con 13 figure. — Prezzo Fr. 6.

E. Keightley Rideal. — *On phase boundary potentials.* — Hermann, Paris, 1934. — Un volume di 17 pagine, con 10 figure. — Prezzo Fr. 4.

O. Scarpa. — *Pile metalliche che funzionano in eccezione alla legge delle tensioni elettriche nei circuiti metallici.* — Hermann, Paris, 1934. — Un volume di 22 pagine, con 11 figure. — Prezzo Fr. 6.

M. Volmer. — *Das elektrolytische Kristallwachstum.* — Hermann, Paris, 1934. — Un volume di 14 pagine, con 5 figure. — Prezzo Fr. 4.

-- -- -- BREVETTI -- -- --

Perfezionamento ai sistemi di trasmissione ad onda portante.

Brevetto italiano n. 311455 (Standard Elettrica Italiana, Milano). - Patente dal 21-5-1932. - Pubblicato il 2-10-1933. - Diritto di priorità dal 21-5-1931 (M. E. Strieby, S. U. A.).

Il brevetto prevede l'applicazione dei recenti cavi che consentono la trasmissione di vastissime gamme di frequenza, per la costituzione di un vero e proprio impianto di trasmissione a grande distanza — usualmente telefonico — ad onda portante, con grandissimo numero di canali di comunicazione. I cavi in questione sono costituiti da linee a due conduttori concentrici tubulari, separati da appositi isolatori a ciambella, di minimo angolo di perdita elettrica per le alte frequenze e di bassissima costante dielettrica (1), oppure, qualora sia necessario impiegare cavi flessibili, da un complesso di linee del tipo ora descritto, disposte in un fascio a sezione circolare intorno ad una linea centrale (2).

La costante di attenuazione (per unità di lunghezza) di una linea a due conduttori concentrici, trascurando la dispersione ohmica, risulta :

$$\alpha = \frac{k\sqrt{f}\left(\frac{1}{b} - \frac{1}{c}\right)}{\log_e \frac{c}{b}},$$

dove f è la frequenza trasmessa, b il diametro esterno del conduttore interno, c il diametro interno del conduttore esterno e k una costante. Prefissato un determinato rapporto b/c (onde dipende l'impedenza caratteristica $Z = k'/\log_e (c/b)$, la quale deve essere mantenuta costante per le ragioni che verranno esposte più oltre), si ha in definitiva $\alpha = k'' \sqrt{f}/c$. Se il numero di canali è limitato, e quindi se è limitata la frequenza f massima, si può ridurre il diametro c e conseguentemente il peso ed il costo del cavo, mentre un maggior numero di canali di trasmissione impone l'impiego di un cavo più grosso. L'attenuazione ammissibile in pratica è naturalmente dipendente dal numero delle stazioni amplificatrici intermedie, in relazione con la distanza totale delle comunicazioni : a parità di canali, la riduzione del diametro c, e quindi del costo del cavo, importa l'aumento di α e per conseguenza, a parità di distanze complessive, l'au-

(1) Brevetto americano n. 1781124 (H. R. Nein). - Pubblicato l'11-11-1930.

(2) Brevetto americano : domanda n. 487153 (H. W. Dudley). - Presentata l'8-10-1930.

mento del numero di stazioni amplificatrici intermedie, con conseguente maggior costo d'impianto.

Secondo il ritrovato, tale problema tecnico ed economico si risolve bene mediante un procedimento di doppia trasposizione delle frequenze foniche. Si consideri, ad esempio, una delle varie stazioni *A* dei distretti telefonici urbani (fig. 1 *a*) attrezzate con le normali apparecchiature di modulazione e di demodulazione. Le linee telefoniche di abbonato 1, 2,... fanno capo ai trasformatori misti 3, forniti di equilibratori 4; le correnti in partenza subiscono una prima trasposizione di frequenza per mezzo degli oscillatori 5 e dei modulatori di canale 6, preferibilmente del tipo Carson a soppressione dell'oscillazione portante (3), susseguiti dai filtri 7 soppressori di una delle bande laterali, ad esempio del tipo Campbell (4). Le correnti

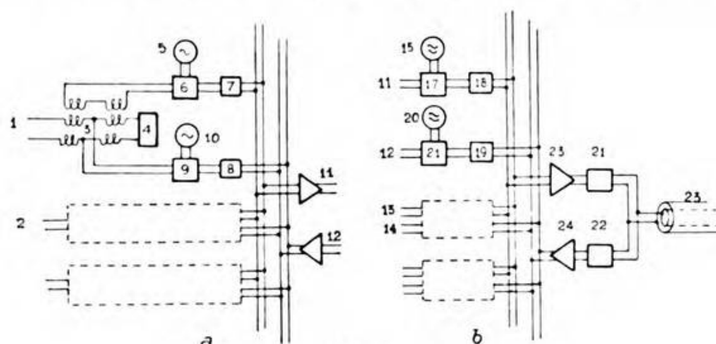


Fig. 1.

in arrivo, opportunamente selezionate dai filtri 8, vengono demodulate nei rettificatori 9 dopo aver subìto l'interferenza con le oscillazioni locali prodotte dagli oscillatori 10. A puro titolo di esempio, gli oscillatori 5 e 10 possono essere regolati su frequenze della gamma 50-500 kHz, frequenze queste globalmente incanalate nei cavi di trasmissione 11-12. Si può anche adoperare un unico cavo per le trasmissioni nei due sensi, purchè si assegnino gamme di frequenze portanti diverse per i due sensi della trasmissione.

I cavi 11-12 , 13-14,..., provenienti dalle varie sottocentrali *A* dei distretti telefonici urbani, vengono accentrati in un'unica centrale (fig. 1 *b*) principale. Le frequenze in partenza dei singoli gruppi vengono ulteriormente trasposte in blocco per mezzo degli oscillatori 15 e dei modulatori di gruppo 17, susseguiti dai filtri di banda 18, mentre le frequenze in arrivo, separate gruppo a gruppo dai filtri 19, vengono sottoposte all'interferenza con le oscillazioni locali prodotte dagli oscillatori 20 e quindi demodulate nei rettificatori 21. Se, come nell'esempio rappresentato, la trasmissione a grande distanza nei due versi viene affidata ad un unico cavo, gli oscillatori 15 di modulazione dovranno utilizzare una gamma di frequenze distinta da quella utilizzata dagli oscillatori 20 di demodulazione. Sempre a titolo di

(3) Brevetto americano n. 1343306 (J. R. Carson). - Pubblicato il 15-6-1930.

(4) Brevetto americano n. 1227113 (G. A. Campbell). - Pubblicato il 22-5-1917.

esempio, la gamma di frequenza potrà essere da 500 a 2500 kHz per le trasmissioni in un verso, e da 3000 a 5000 kHz per le trasmissioni nel verso contrario. Queste due gamme principali di frequenza sono separate dai filtri 21 e 22 ed amplificate negli amplificatori 23 e 24 a vasta zona passante. La trasmissione a grande distanza è quindi affidata all'unico cavo 23 a due conduttori tubulari concentrici.

Il cavo consta naturalmente di tante sezioni intervallate da amplificatori. A ciascuna stazione amplificatrice possono far capo diramazioni munite dei rispettivi modulatori e demodulatori principali e secondari per i servizi locali. Le sezioni possono essere formate di cavi a banda passante più o meno estesa a seconda del numero complessivo di canali di comunicazione in esse immessi. Lungo la linea si possono anche disporre diramazioni dirette senza amplificatori e si possono anche allacciare direttamente fra loro cavi di portate diverse. Come si è detto in principio, si conserva costante il valore dell'impedenza caratteristica, e si evitano così dannose riflessioni di energia nei punti di giunzione, mantenendo costanti i rapporti b/c dei due diversi cavi allacciati.

A titolo pratico, riesce interessante la seguente tabella di valori caratteristici dell'impianto, calcolati ammettendo che l'attenuazione totale di una sezione di cavo, per la frequenza più alta in essa trasmessa, non superi i 55 decibel: valore questo riscontrato ottimo nel conciliare i vari fattori, che determinano l'economia di costo, con le esigenze tecniche di una buona trasmissione e di un buon funzionamento degli amplificatori. Essa dà la corrispondenza fra i seguenti valori:

c, diametro interno del conduttore esterno della linea a due conduttori concentrici tubulari (espresso in millimetri),

L, lunghezza normale di un tratto di linea interposto fra due stazioni amplificatrici (espressa in kilometri),

f, frequenza più elevata determinante un'attenuazione totale (sulla lunghezza *L*) di circa 55 decibel (espressa in kilohertz),

N, numero di canali di trasmissione utilizzabili.

c	76,2	76,2	50,8	50,8	50,8	25,4	25,4	12,7	6,35
L	161	80,5	161	80,5	40,25	80,5	40,25	40,25	40,25
f	1100	4500	450	1700	7300	500	2000	500	140
N	250	900	110	340	1450	120	400	120	30

M. S.

Sistema di registrazione di suoni su pellicole.

Brevetto italiano n. 311693 (Marconi W. T. Co., Londra). - Patente dal 4-1-1933. - Pubblicato il 9-10-1933.

I noti sistemi di registrazione di suoni su pellicole (ad esempio sulla striscia laterale della pellicola cinematografica sonora), siano essi sistemi di registrazione ad area variabile o sistemi a densità variabile, presentano un grave difetto: nell'emulsione fotografica della colonna sonora (esposta abitualmente per intero al campo di azione del pennello luminoso incidente) si manifestano inevitabili disunifor-

mità, cui consegue, all'atto della riproduzione, un notevole « rumore di fondo », particolarmente fastidioso quando i suoni registrati abbiano deboli intensità.

Il ritrovato provvede a ridurre tale difetto, limitando secondo le esigenze il tratto esposto della colonna sonora, cioè eseguendo la registrazione frazionata su due o più strisce contigue, anzichè su una sola; esso dà luogo perciò al seguente procedimento. La registrazione interessa sempre la prima striscia, ma, quando l'intensità del suono si avvicina a quella massima registrabile sulla medesima, la registrazione si distribuisce sulla prima e sulla seconda striscia; così pure, al di là di un altro livello ancora più intenso, viene interessata anche la terza striscia, e così via. I tratti delle singole strisce non interessati nella registrazione vengono lasciati completamente trasparenti sulla negativa, e risultano perciò bene anneriti sulla positiva. La larghezza delle varie strisce può essere uguale per tutte, od anche diversa, ad esempio secondo una legge logaritmica, in modo da ottenere particolari effetti di « evanescenza fonica ».

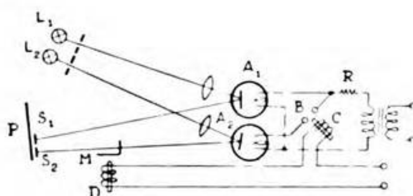


Fig. 1.

Nella fig. 1 è indicato, ad esempio, un sistema di registrazione frazionata a due strisce. La pellicola *P* viene impressionata sulle strisce S_1 , S_2 dai pennelli luminosi provenienti dalle lampade L_1 , L_2 e riflessi dagli specchi di due normali dispositivi oscillografici A_1 , A_2. Questi ultimi sono comandati dalle correnti di frequenza acustica prodotte nei modi ben noti.

Mentre l'oscillografo A_1 è permanentemente in funzione, quello A_2 agisce soltanto se sono chiusi i contatti *B*. L'apertura e la chiusura di questi contatti può avvenire a mano (comandata da un operatore che nel contempo segue le indicazioni di un misuratore di livello delle correnti foniche), oppure automaticamente per mezzo di un soccorritore *C*, nel cui avvolgimento passino le correnti unidirezionali provenienti dalla rettificazione e stabilizzazione di una parte derivata delle correnti di bassa frequenza. La seconda striscia verrà dunque registrata soltanto se il livello sonoro superi un determinato limite minimo. In quell'istante la registrazione della prima striscia viene ridotta in ampiezza, per effetto della caduta supplementare di tensione determinata dal passaggio, attraverso la resistenza *R*, delle correnti di bassa frequenza che vanno alla bobina del secondo oscillografo A_2: si ottiene così una perfetta compensazione. Una maschera *M*, comandata dal secondo soccorritore *D*, la cui azione è sincrona a quella del primo *C*, provvede a schermare completamente la striscia S_2, intercettando il pennello luminoso proveniente dall'oscillografo A_2, durante gli intervalli di tempo in cui questo è escluso dal funzionamento. *M. S.*

Sistema di modulazione di oscillatori a magnetron.

Brevetto italiano n. 311766 (Comp. Générale de Télégraphie sans Fil, Parigi). - Patente dal 10-1-1933. - Pubblicato il 10-10-1933. - Diritto di priorità dal 31-3-1932 (Francia).

Il ritrovato ha per oggetto un nuovo e particolarmente efficace sistema di modulazione, metodo M. Ponte, applicabile agli oscillatori a magnetron. Esso si basa sulle seguenti proprietà delle caratteristiche dell'oscillatore (fig. 1). Se si tracciano, in funzione della tensione continua anodica V_p, i valori della corrente continua anodica $I_p = f_1 (V_p)$ e della corrente oscillante resa $I_a = f_2 (V_p)$, per diversi valori H_1, H_2,... via via crescenti del campo magnetico H agente sul flusso elettronico interno nel tubo, si trovano le note caratteri-

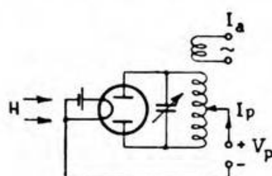


Fig. 1.

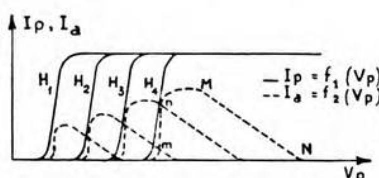


Fig. 2.

stiche rappresentate nel diagramma di fig. 2. A partire da un certo valore iniziale della tensione anodica, valore crescente con H, I_p sale rapidamente fino al valore della saturazione, e quindi conserva tale valore costante per un ampio intervallo di valori di V_p. La corrente oscillante I_a aumenta ancora più rapidamente (tratto $m\ n$), a partire da valori iniziali di V_p lievemente maggiori dei precedenti, poi raggiunge un massimo piuttosto pianeggiante — il cui valore aumenta coll'aumentare di H — e quindi decresce molto più lentamente e pressochè linearmente (tratto $M\ N$).

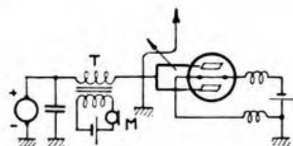


Fig. 3.

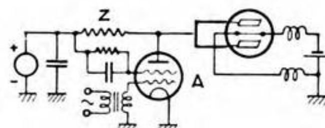


Fig. 4.

Si è constatato che è sempre possibile far oscillare il magnetron nella suddetta regione $M\ N$ della caratteristica $I_a = f_2 (V_p)$, corrispondentemente alla quale la corrente I_p è costante. Se allora si applica una modulazione all'alimentazione anodica, il magnetron risulterà modulato, mentre, presentando il tubo un'impedenza infinita per le oscillazioni di bassa frequenza, la modulazione — a corrente anodica costante — potrà effettuarsi con una potenza teoricamente nulla e praticamente minima.

E' sufficiente allo scopo inserire nel circuito anodico il secondario di un trasformatore T, il cui primario sia collegato con un microfono M (fig. 3), oppure un'impedenza Z di modulazione

(fig. 4), a valle della quale sia collegato l'anodo di un tubo elettronico modulatore *A*, di piccolissima potenza ma di grande coefficiente di amplificazione, comandato da un circuito microfonico. E' preferibile impiegare allo scopo un tubo a griglia schermo. Il sistema si presta assai bene specie nel caso della produzione di onde cortissime, quale è il caso rappresentato nelle figure.

Il nuovo sistema di modulazione si distingue da quelli finora noti di modulazione sul circuito anodico di tubi elettronici di tipo normale, appunto per la speciale caratteristica di modulazione a potenza nulla, ed inoltre perchè la fase della modulazione risultante è, se *Z* è puramente ohmica, in esatta concordanza con la fase delle oscillazioni di bassa frequenza applicate alla griglia del tubo modulatore, ciò che risulta immediatamente dall'esame delle caratteristiche (fig. 2).

Si può anche combinare la modulazione ora esaminata con la modulazione applicata al campo magnetico *H* agente sul magnetron. Quest'ultimo tipo di modulazione richiede da solo notevoli potenze se la bobina di magnetizzazione è priva di nucleo magnetico, oppure l'adozione di speciali materiali magnetici coi quali si riducano al minimo le perdite e la distorsione. Si può ad esempio adoperare il cir-

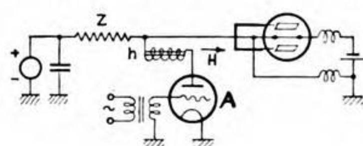


Fig. 5.

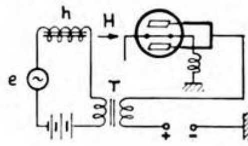


Fig. 6.

cuito della fig. 5: la corrente anodica del tubo modulatore *A* attraversa la bobina *h* producente il campo magnetico *H*. La contemporanea modulazione anodica non influisce minimamente sulla modulazione di campo, appunto perchè il magnetron lavora a corrente anodica di alimentazione perfettamente costante. Naturalmente le due contemporanee modulazioni devono concorrere con senso giusto ad esaltarsi reciprocamente.

Combinando invece le due contemporanee modulazioni in senso contrario si può ottenere un effetto totale di modulazione nullo. Si ha così, secondo il ritrovato, un circuito adatto a stabilizzare l'ampiezza delle oscillazioni del magnetron , contro qualunque forza elettromotrice *e*, suscitata da una causa qualsiasi, tendente a modulare il magnetron (fig. 6). La bobina *h* di magnetizzazione è messa in serie col primario di un trasformatore *T*, il cui secondario è senz'altro introdotto nel circuito di alimentazione anodica.

Praticamente le varie bobine *h*, *Z* degli schemi rappresentati possono essere tutte alloggiate intorno ai nuclei dell'elettromagnete di campo, nel cui traferro si pone il magnetron. *M. S.*

Trasmettitore-ricevitore con comando piezoelettrico.

Brevetto italiano n. 311818 (Radioaktiengesellschaft D. S. Loewe, Berlino). - Patente dal 24-6-1932. - Pubblicato il 12-10-1933. - Diritto di priorità dal 27-4-1931 (Germania).

Il presente ritrovato ha per oggetto un circuito a comando piezoelettrico il quale permette la costruzione di piccole stazioni trasmettenti-riceventi mobili — ad esempio di tipo militare — di estrema semplicità e sicurezza di esercizio.

Allo scopo si dispone di un oscillatore a quarzo piezoelettrico il quale a piena potenza serve direttamente per la trasmissione, mentre a potenza ridotta serve per la produzione dell'oscillazione locale atta a determinare i battimenti; nelle condizioni di ricezione, il circuito è fatto in modo da rettificare senz'altro i battimenti prodotti. Com'è evidente, le varie stazioni intercomunicanti vengono fornite di cristalli, le cui frequenze diversificano l'una dall'altra di alcune centinaia di hertz.

Nel circuito di fig. 1, ad esempio, il tubo 1 assolve permanentemente alla funzione di generatore. Per la trasmissione si ottiene la massima potenza ponendo in parallelo al cristallo 2 la grande reattanza induttiva 3. In ricezione, le onde ricevute vengono trasportate sul circuito di griglia attraverso la capacità interna 7 anodo-griglia del tubo; è intuitivo che tale accoppiamento può essere artificialmente aumentato all'occorrenza con opportuni mezzi esterni. Alla griglia si applica, in ricezione, una resistenza ohmica 4 di altissimo valore, collegata col polo positivo del filamento: in virtù della curvatura della caratteristica della corrente di griglia, il tubo è allora capace di rettificare i battimenti, mentre continua ad oscillare, sia pur a potenza ridotta. Nel circuito anodico sono inseriti il telefono 6 ed il tasto di manipolazione 5. Quest'ultimo risulta permanentemente chiuso durante la ricezione.

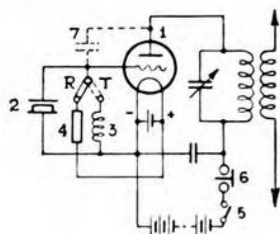


Fig. 1.

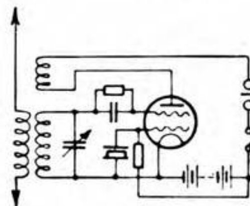


Fig. 2.

Lo stesso principio può naturalmente essere applicato a circuiti più perfetti. Ad esempio, nello schema di fig. 2 il circuito oscillante viene applicato fra il catodo e la seconda griglia di un tubo a bigriglia, mentre tra la prima griglia ed il catodo è inserito il cristallo piezoelettrico. La prima griglia assolve pure alla funzione di determinare il passaggio dell'emissione elettronica, essendo essa collegata, attraverso la resistenza di dispersione, col polo positivo della batteria anodica. Il circuito anodico contiene una bobina di reazione accoppiata al circuito oscillante. *M. S.*

Sistema antievanescenza.

Brevetto italiano n. 311869 (Telefunken Ges., Berlino). - Patente dal 18-1-1933. - Pubblicato il 13-10-1933. - Diritto di priorità dal 22-1-1932 (Germania).

Com'è noto, il procedimento di ricezione più usualmente impiegato per compensare gli effetti di evanescenza, consiste nel modificare la polarizzazione di griglia degli stadi amplificatori di alta, ed eventualmente di media frequenza, per mezzo di una caduta di tensione, funzione dell'intensità dell'onda portante, ottenuta nel circuito ano-

dico dello stadio finale di rettificazione preposto agli stadi di bassa frequenza. Tale metodo presenta notoriamente un grave difetto: alla messa in funzionamento del dispositivo antievanescenza, la tensione anodica dello stadio rettificatore risulta ridotta della tensione media di regolazione applicata alle griglie degli stadi amplificatori, e perciò si nota una sensibile diminuzione della resa a bassa frequenza del ricevitore.

L'inconveniente viene eliminato, secondo il ritrovato, col metodo seguente, che richiede l'impiego di tubi a catodo riscaldato indirettamente. Nella fig. 1 è rappresentato lo schema riflettente unica-

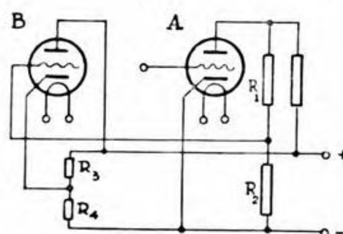


Fig. 1.

mente i circuiti di alimentazione. In parallelo al circuito di utilizzazione anodica dello stadio rettificatore finale *A* è posto un ripartitore di tensione R_1, R_2, il cui centro fornisce la tensione regolata di griglia allo stadio (od agli stadi) *B* ad alta (ed eventualmente a media) frequenza. La griglia dello stadio *B* è polarizzata negativamente rispetto al catodo, comunicando a quest'ultimo una tensione positiva per mezzo del secondo ripartitore di tensione R_3, R_4, inserito in parallelo alla sorgente anodica. Con ciò lo stadio rettificatore lavora sempre alla stessa tensione di alimentazione. *M. S.*

Stabilizzazione della frequenza di oscillatori a magnetron.

Brevetto italiano n. 311961 (The General Electric Co. Ltd., Londra). - Patente dal 12-1-1933. - Pubblicato il 16-10-1933. - Diritto di priorità dal 22-1-1932 (E. C. Stanley Megaw, Gran Bretagna).

Gli oscillatori a magnetron comprendono notoriamente come organo essenziale un tubo a vuoto dotato di uno o più anodi raccoglienti l'emissione elettronica di un catodo incandescente, mentre lo

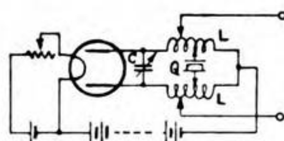


Fig. 1.

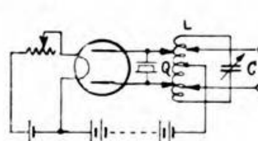


Fig. 2.

spazio interno è sottoposto ad un campo magnetico che governa il flusso elettronico; il circuito oscillante è applicato fra un anodo ed il catodo, oppure fra i due anodi. La mancanza di una griglia ha fatto sì che finora non si fosse vista la possibilità di stabilizzare la frequenza delle oscillazioni per mezzo di un sistema di bassissimo decremento, quale ad esempio un quarzo piezoelettrico.

Il brevetto ha appunto per oggetto l'applicazione di un siffatto sistema di stabilizzazione di frequenza all'oscillatore a magnetron. Il quarzo piezoelettrico Q (oppure il circuito di uscita di un moltiplicatore di frequenza, pilotato da un oscillatore a frequenza stabile) è inserito fra le bobine L del circuito oscillante C, L disposto fra i

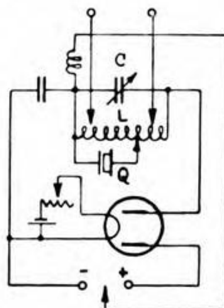


Fig. 3.

due anodi (fig. 1), oppure è inserito in parallelo sui due punti di attacco alla bobina L del circuito oscillante (fig. 2). Qualora il circuito oscillante C , L sia disposto fra un anodo ed il catodo (fig. 3), il cristallo Q si inserisce in parallelo su una parte dell'induttanza L.

M. S.

Generatore di oscillazioni elettriche a scopo musicale.

Brevetto italiano n. 312101 (Allgemeine Elektrizitäts Gesellschaft, Berlino). - Patente dal 18-1-1933. - Pubblicato il 21-10-1933. - Diritto di priorità dal 18-1-1932 (Germania).

Uno dei sistemi maggiormente applicati per la produzione elettrica della musica è quello basato sulla generazione di oscillazioni di rilasciamento (*Kippschwingungen*), capaci di eccitare per impulso oscillazioni ricche di armoniche in circuiti accordati ed opportunamente studiati.

Normalmente si adopera allo scopo una lampada L a luminescenza, posta in parallelo a un condensatore C (fig. 1), il quale prende tensione da una sorgente di f. e. m. continua E, attraverso un tubo elettronico A di regolazione. Il potenziale di griglia del tubo determina il valore della sua resistenza interna anodo-catodo. All'inizio, il condensatore C si carica attraverso quest'ultima resistenza, finchè la tensione raggiunge il valore di innesco della luminescenza della lampada L. Allora il condensatore si scarica attraverso la lampada, e la tensione diminuisce fino al limite che determina lo spegnimento della luminescenza nella lampada; si riprende quindi il processo di carica del condensatore.

Gli squilibri di corrente eccitano per impulso, attraverso gli accoppiamenti T_1 , T_2, un sistema accordato M_1 , M_2, a decremento così proporzionato da oscillare sulla fondamentale e su particolari armoniche. Queste oscillazioni a timbro musicale vengono successivamente applicate all'amplificatore V e riprodotte attraverso l'altoparlante P.

La frequenza delle oscillazioni viene variata modificando, per

mezzo della resistenza *R*, comandata a mano dal braccio *B*, il potenziale di griglia del tubo *A* rispetto al catodo: si varia così la resistenza interna del tubo, e quindi la corrente di carica del condensatore. Un aumento della resistenza interna del tubo elettronico determina un aumento dell'intervallo di tempo necessario affinchè la tensione al condensatore raggiunga il limite costante di innescamento della luminescenza, e perciò la frequenza delle oscillazioni risulta diminuita.

Tutto il sistema ha uno scarso rendimento. La potenza degli impulsi di eccitazione è assai piccola, perchè alle armature del condensatore si sfrutta soltanto la differenza fra la tensione di innesco e la tensione di disinnesco della luminescenza: questa differenza di tensione è assai piccola rispetto alle singole tensioni. Inoltre i tubi a luminescenza così sfruttati hanno una vita media molto limitata.

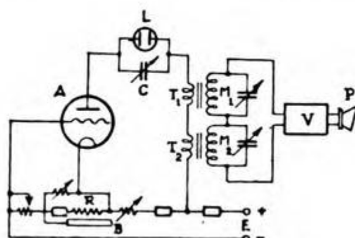


Fig. 1.

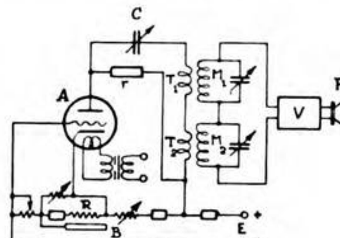


Fig. 2.

La potenza delle oscillazioni generate viene notevolmente aumentata, secondo il ritrovato, sfruttando un tubo speciale *A* (fig. 2), costituito come un normale tubo elettronico, ma riempito di gas inerte, ad esempio argon, così da funzionare contemporaneamente come lampada a luminescenza e come tubo regolatore. Il circuito anodico è costituito da due rami in parallelo: l'uno contenente la resistenza *r*, l'altro contenente il condensatore *C* e gli accoppiamenti T_1, T_2 coi rispettivi circuiti oscillanti.

All'inizio, supposto che il tubo *A* sia reso luminescente, il condensatore *C* si sovraccarica attraverso la resistenza interna anodo-catodo del tubo stesso, finchè la contemporanea diminuzione della tensione parziale tra l'anodo e il catodo determina il disinnesco della luminescenza. Allora il condensatore si scarica attraverso la resistenza esterna *r*, mentre la tensione parziale anodo-catodo risale fino a determinare nuovamente l'innesco della luminescenza interna; dopo di che si riprende il processo di carica del condensatore.

La rimanente parte del circuito è ancora costituita come nel caso precedentemente esaminato. La frequenza viene variata modificando la polarizzazione di griglia rispetto al catodo; tali variazioni però agiscono questa volta nel senso di modificare la tensione parziale anodo-catodo necessaria per l'innesco della luminescenza, e quindi di variare la durata della scarica del condensatore *C* attraverso la resistenza *r*. Ad esempio, se la griglia è resa maggiormente negativa rispetto al catodo, l'innescamento della luminescenza richiede una tensione anodica più elevata e di conseguenza una maggiore durata ed entità della scarica del condensatore attraverso la resistenza esterna: la frequenza delle oscillazioni risulta perciò diminuita. Ne con-

segue anche che l'oscillazione di frequenza minore viene prodotta con potenza maggiore, e ciò è particolarmente vantaggioso perchè i sistemi di riproduzione del suono tendono a smorzare specialmente le frequenze più basse. *M. S.*

Ricevitore per onde cortissime ed ultracorte.

Brevetto italiano n. 312147 (H. E. Hollmann, Berlino). - Patente dal 3-2-1933. - Pubblicato il 24-10-1933. - Diritto di priorità dal 5-2-1932 (Germania).

Allo stato attuale delle ricerche sulla ricezione delle onde ultracorte, si è portati a presumere che l'effetto di rettificazione ottenibile in un circuito munito di tubo elettronico a campo frenante, sia dovuto alla curvatura delle caratteristiche statiche del tubo stesso. Si è perciò pensato di affidare allo stesso tubo elettronico l'ufficio di diminuire il decremento dei circuiti oscillanti, mediante una reazione opportunamente dosata fra il circuito di uscita e quello di entrata, e mediante un'accurata regolazione delle tensioni continue applicate agli elettrodi. Senonchè la regolazione di un siffatto circuito — ottenuta principalmente con modificazioni della tensione positiva di griglia e della tensione di accensione del catodo — riesce in pratica difficoltosissima e talora addirittura impossibile. In effetti la condizione di ottimo per la funzione di rettificazione non coincide quasi mai con la condizione indispensabile per la regolazione della rigenerazione, e cioè che il disinnesco delle oscillazioni locali si presenti molto dolce e graduale affinchè si possa portare il circuito di poco al di sotto dell'innesco. Il più delle volte, regolando il tubo alla rigenerazione, la ricezione diminuisce di intensità, perchè contemporaneamente si viene a far lavorare il tubo in punti meno curvi della caratteristica.

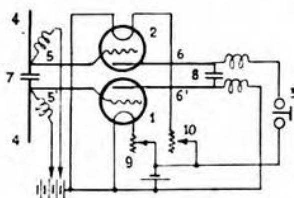


Fig. 1.

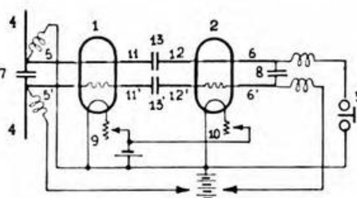


Fig. 2.

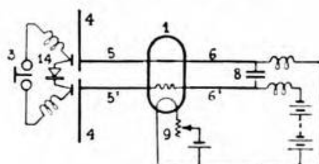


Fig. 3.

Per eliminare tale difficoltà, l'A propone la separazione delle funzioni sopra dette, adoperando due tubi, l'uno per la rettificazione,

l'altro per la rigenerazione. Ad esempio (fig. 1) il tubo 1 rigenera mentre il tubo 2, nel cui circuito anodico è inserito il telefono 3 (od il trasformatore per l'accoppiamento con gli stadi a bassa frequenza), rettifica le oscillazioni ricevute nell'antenna 4-4'. I circuiti oscillanti di griglia e di placca sono costituiti dai sistemi bifilari 5-5', 6-6'. I condensatori 7 ed 8 permettono di applicare tensioni continue diverse alle griglie ed agli anodi. Le resistenze 9 e 10 consentono la regolazione indipendente delle accensioni.

Anzichè in opposizione, i due tubi possono venir montati in parallelo (fig. 2), ed una più facile regolazione dei circuiti oscillanti si ottiene impiegando i noti tubi speciali che permettono l'allungamento dei fili, connessi con gli anodi e con le griglie e disposti secondo l'esatto prolungamento degli elettrodi stessi. Il circuito risulta analogo al precedente. I sistemi bifilari sono completati dai tratti 11-11', 12-12', accoppiati reciprocamente per mezzo dei condensatori 13-13', sempre per permettere l'applicazione di diverse tensioni continue agli elettrodi dei due tubi.

Si può anche adoperare un solo tubo (fig. 3) per la rigenerazione delle oscillazioni captate dall'antenna, mentre si affida la loro rettificazione ad un cristallo 14 accoppiato capacitivamente all'antenna.

M. S.

NUOVI APPARECCHI

I tubi a luminescenza come stabilizzatori e ripartitori di tensione.

MICHELANGELO LO PIPARO

1. - Generalità.

I tubi a scarica luminescente nel gas sono divenuti oggetto, negli ultimi anni, di particolari studi e di numerose applicazioni, che incontrano sempre più il favore dei tecnici e rendono utili servigi in svariati campi dell'elettrotecnica ([1]).

Una recente ed importante applicazione è quella ai dispositivi ripartitori e stabilizzatori di tensione, destinati a consentire l'impiego di una qualsiasi sorgente di tensione continua o raddrizzata nella maggioranza dei casi, in cui fino a poco tempo addietro si era costretti a ricorrere alle batterie di accumulatori; purchè naturalmente non siano richiesti l'immagazzinamento dell'energia e il temporaneo funzionamento autonomo senza alimentazione dall'esterno. La possibilità di sostituire apparecchi pesanti e costosi quali gli accumulatori, che richiedono inoltre una continua manutenzione, con dispositivi semplici e di funzionamento altrettanto sicuro, è certo un'innovazione molto vantaggiosa. Per questo motivo si ritiene utile accennare al modo di funzionamento, alle particolarità di inserzione di questi dispositivi ed ai risultati di prove eseguite su di essi, mentre si rinvia ad altre pubblicazioni ([2]) chi desideri una più completa trattazione dell'argomento.

2. - Principi di funzionamento.

L'impiego dei tubi a scarica luminescente nei gas, per la stabilizzazione di tensioni continue, si basa sulla loro proprietà di presentare una caduta di tensione quasi indipendente dall'intensità di corrente della scarica. La caratteristica statica corrente-tensione s'identi-

---

([1]) G. SACERDOTE: Applicazioni delle lampade a luminescenza - Rendiconti XXXVII Riunione A. E. I., 1932, p. 400.

([2]) L. Körös e R. SEIDELBACH: Die Grundlagen der durch Glimmteiler « stabilisierten » Stromquellen - Archiv f. Elektr., 1932, XXVI, p. 539.

L. Körös e R. SEIDELBACH: Berechnung der durch Glimmteiler stabilisierten Stromquellen bei vorgegebener Stromentnahme - H. F. Techn. u. El. Ak., 1932, XL, p. 9.

The Marconi Stabilovolt Current Supply System - Marconi Rev., 1933, 44, p. 22; e 45, p. 12.

fica infatti, per un tratto notevolmente esteso, con una retta quasi parallela all'asse delle ascisse (fig. 1): in altre parole, il tubo presenta una resistenza interna differenziale r_i (cioè resistenza relativa

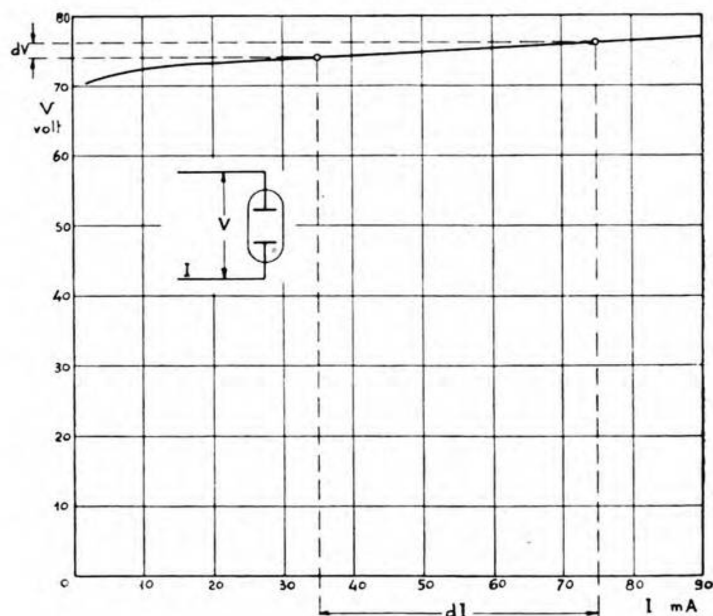


Fig. 1. — Caratteristica statica corrente-tensione della scarica luminescente.

alle variazioni di corrente) notevolmente piccola; essa è espressa, in un punto qualunque della caratteristica, da $d\,V/d\,I$ ed è, generalmente, compresa tra 10 e 50 ohm.

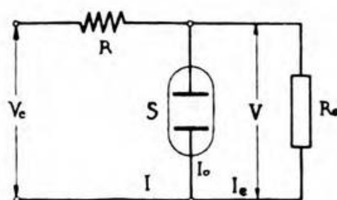


Fig. 2. — Inserzione in circuito di uno stabilizzatore a due elettrodi.

Se quindi si inserisce tale tubo, messo in serie con una resistenza R di opportuno valore, tra i morsetti della sorgente di tensione continua V_c (fig. 2) e si deriva sul tubo il circuito di utilizzazione R_e, supposto $R_e \gg r_i$, una variazione $d\,V_c$ della tensione

della sorgente produce una variazione $d\,V$ della tensione utilizzata V definita da:

$$d\,V = d\,V_c \frac{r_i}{R + r_i}$$

e quindi minore di $d\,V_c$; l'efficacia del dispositivo è dunque tanto maggiore, quanto maggiore è il rapporto tra R ed r_i. Siccome però conseguentemente diminuisce il rendimento del sistema, aumentando il rapporto tra V_c e V, è generalmente regola di buon compromesso proporzionare il valore della resistenza R in modo che in questa si abbia una caduta di tensione uguale a circa la metà della tensione utile V. Se I_m è la corrente massima che il tubo a scarica può sopportare, il valore di R è definito da:

$$R = \frac{V_c - V}{I_m}.$$

Allo scopo di ottenere una maggiore efficacia del dispositivo di stabilizzazione, senza ridurne eccessivamente il rendimento, si può vantaggiosamente costituire la R con resistenze di ferro in

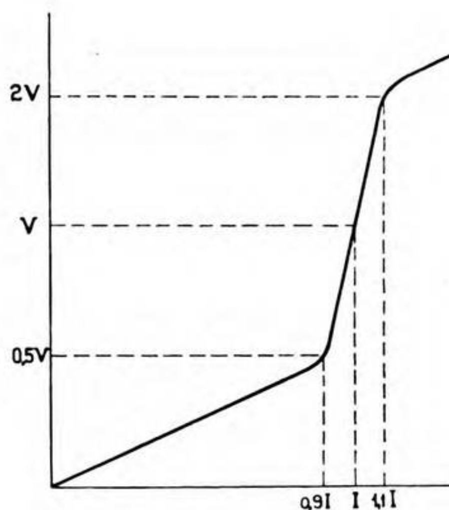


Fig. 3. — Caratteristica corrente-tensione di una resistenza zavorra in idrogeno.

atmosfera di idrogeno, le quali hanno la particolarità di presentare, entro un limitato campo di correnti, una resistenza differenziale assai maggiore della resistenza reale; esse cioè danno una caratteristica corrente-tensione, che è, in un certo tratto, quasi parallela all'asse delle ordinate (fig. 3) e può essere considerata complementare a quella dei tubi a scarica luminescente.

Il dispositivo stabilizzatore può quindi considerarsi come una cellula ad L, paragonabile a quella dei filtri ad induttanze e capacità, senonchè, essendo costituito da resistenze differenziali, produce uni-

forme attenuazione di tutte le variazioni di tensione, anche di quelle molto lente. Vi è però un limite superiore, nei riguardi di tale velocità di variazione, poichè la resistenza differenziale del tubo a scarica aumenta con la frequenza, ed a 2500 Hz ha circa valore doppio di quello ricavabile dalla caratteristica statica.

Si può evidentemente aumentare in modo considerevole l'effetto di livellamento disponendo, come si fa per i filtri a induttanze e capacità, e come più particolarmente si vedrà in seguito, due o più cellule a catena.

Lo stabilizzatore, oltre ad attenuare l'effetto delle variazioni di tensione della sorgente, presenta anche il vantaggio di fornire una tensione utile V poco dipendente dalla variazione della corrente richiesta dal circuito di utilizzazione R_e; ciò è conseguenza della piccola resistenza interna differenziale r_i del tubo a scarica luminescente (da 20 a 50 volte più piccola di R_e), la quale fa sì che esso si comporti, nei riguardi delle variazioni di corrente erogata, come una sorgente di tensione con resistenza interna discretamente piccola.

Le variazioni del carico esterno non modificano sensibilmente la corrente nella resistenza R, essendo la r_i assai più piccola di R e invece la R_e assai più grande di r_i; questa corrente si ripartisce quindi tra il tubo e il circuito di utilizzazione, in modo da dare una somma approssimativamente costante, e per conseguenza la corrente massima che si può prelevare dallo stabilizzatore è uguale al valore massimo I_m ammissibile nel tubo (funzionamento a vuoto), diminuito del valore minimo necessario per mantenere in questo una scarica stabile ($10 \div 15$ mA).

3. - Descrizione di alcuni tipi di tubi stabilizzatori.

La caduta di potenziale tra due elettrodi, tra i quali avvenga la scarica luminescente in atmosfera di gas a bassa pressione, dipende dalla natura del gas e non dalla distanza tra gli elettrodi, ed è di

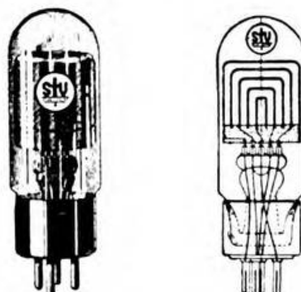


Fig. 4. — Vista esterna e sezione di uno stabilizzatore Stabilovolt a cinque elettrodi, S T V 280/40.

circa 70 volt per il neon. Per ottenere tensioni maggiori è necessario disporre in serie più tubi luminescenti; ma questi possono essere sistemati tutti in un'ampolla, con la disposizione rappresentata in fig. 4, nella quale cinque elettrodi, in forma di bicchieri cilindrici, uno dentro l'altro e chiusi inferiormente da un unico disco in materiale isolante, delimitano quattro camere, separate l'una dal-

l'altra; nella parte superiore dei due elettrodi più esterni è praticata una finestrella circolare, chiusa da una lamina di mica, attraverso la quale, dalla caratteristica luminescenza rossa del neon, si vede se il tubo è innescato. Questo tipo di tubo fornisce una tensione complessiva di $4 \times 70 = 280$ volt ed è atto a sopportare una corrente massima di 60 mA.

Poichè per ciascuno degli elettrodi si ha un reoforo uscente dall'ampolla, vi è disponibilità di tre valori intermedi di tensione, multipli di 70 volt: anche queste tensioni intermedie sono pressochè indipendenti dal carico esterno, di modo che questi tubi sostituiscono vantaggiosamente i soliti partitori di tensione a resistenze.

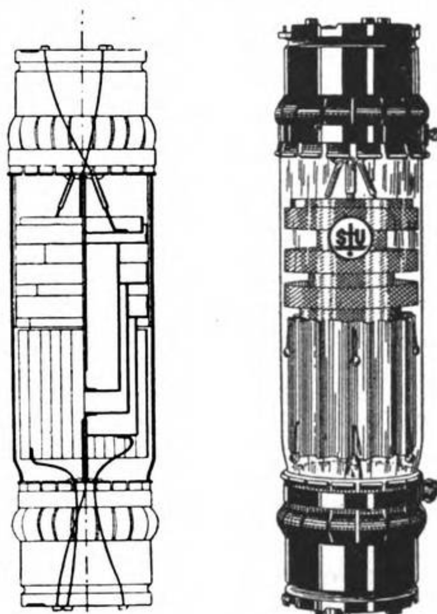


Fig. 5. — Sezione e vista esterna di uno stabilizzatore Stabilovolt per correnti fino a 200 mA, S T V 600/200.

In fig. 5 è rappresentato un tipo più grande di tubo, che porta una corrente massima di 200 mA, e fornisce una tensione complessiva di 580 volt, suddivisa in quattro sezioni di 145 volt ciascuna.

4. - Principali schemi di stabilizzatori.

Lo schema più comune di stabilizzatore è rappresentato in fig. 6; V_c è la sorgente di alimentazione, a corrente continua o raddrizzata, R_e l'apparecchio di utilizzazione, F un filtro passa-basso per liberare la tensione da eventuali componenti alternative, R la resistenza di cui si è parlato sopra (eventualmente una resistenza in idrogeno); inoltre la R_i punteggiata congloba tutte le resistenze che si trovano nel circuito a monte del filtro (filtro compreso), ed infine le resistenze R_1, R_2, R_3, del valore di $0{,}1 \div 0{,}2$ MΩ, servono a fa-

vorire l'innesco della scarica luminescente. Poichè la tensione di innesco della scarica nel neon è in generale superiore del 30 ÷ 50 % al valore di regime, queste resistenze rendono possibile l'innesco della scarica successivamente nelle varie camere, e quindi l'accensione del tubo con una sovratensione del 30 ÷ 50 % non della tensione complessiva, ma di quella relativa a ogni singola camera.

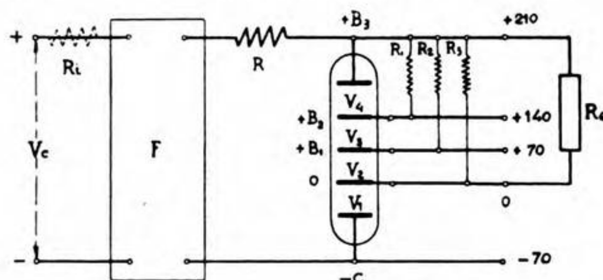


Fig. 6. — Inserzione in circuito di uno stabilizzatore a cinque elettrodi.

Il dispositivo ora descritto è atto a fornire una tensione, costante entro poche unità per mille quando la tensione della rete vari del ± 10 %, e con variazioni di poche unità per cento da vuoto a pieno carico. Le tensioni parziali sono indipendenti tra loro entro limiti di qualche unità su diecimila.

Quando sia richiesta una maggiore costanza della tensione, come ad esempio per gli apparecchi di misura che utilizzano triodi, si può ricorrere a dispositivi di stabilizzazione multipla, secondo quanto si è già accennato.

E' rappresentato in fig. 7 uno schema di questo tipo, nel quale sono impiegati due tubi a luminescenza in cascata, con le relative resistenze regolatrici R_{I} ed R_{II}; il secondo di questi tubi può essere

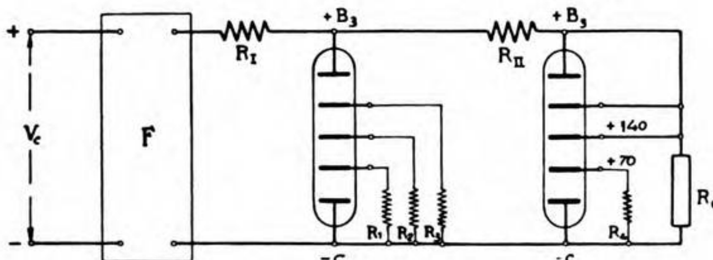


Fig. 7. — Doppia stabilizzazione con accoppiamento in cascata di due stabilizzatori.

utilizzato solo parzialmente, poichè su di esso si può localizzare una parte soltanto della tensione disponibile sul primo, causa la necessaria caduta nella resistenza R_{II}, e però due elettrodi sono connessi insieme.

La tensione utile è dunque minore, ma non è variata la corrente massima che il circuito esterno può assorbire, se è opportunamente

proporzionata la resistenza R_I, tenendo conto anche della corrente costante di $10 \div 15$ mA, che il primo tubo deve assorbire perchè in esso si mantenga stabilmente la scarica luminescente.

Uno schema identico in linea di principio al precedente, può essere ottenuto anche con un solo tubo luminescente, ed è rappresentato in fig. 8; le resistenze regolatrici sono qui pure R_I ed R_{II}, e la seconda di esse, a differenza dallo schema precedente, è inse-

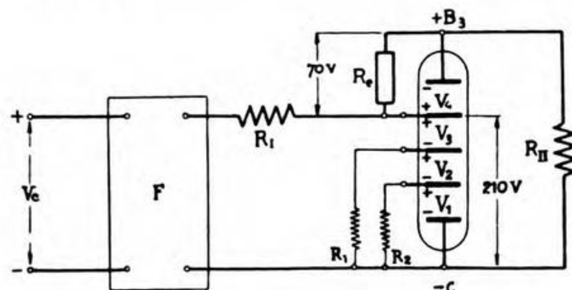


Fig. 8. — Doppia stabilizzazione con uno stabilizzatore solo.

rita sul polo negativo anzichè sul positivo; del tubo a luminescenza, tre sezioni appartengono alla prima cellula stabilizzatrice, la quarta alla seconda. La tensione disponibile è però con questo schema solo di 70 volt.

Con questi dispositivi, per variazioni del $\pm$ 10 % della tensione di alimentazione la tensione doppiamente stabilizzata subisce variazioni inferiori al 0,1 %.

5. - Risultati di alcune esperienze.

Una serie di prove sugli stabilizzatori è stata eseguita impiegando lo schema indicato in fig. 9. Esso comprende un comune raddrizzatore con diodo a doppio anodo, del tipo per apparecchi radioriceventi,

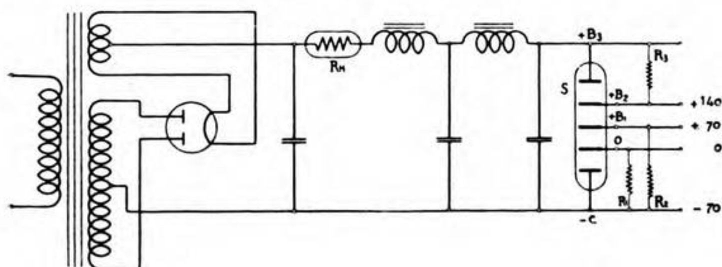


Fig. 9. — Raddrizzatore con dispositivo stabilizzatore.

venti, il quale alimenta, in luogo del solito divisore di tensione a resistenza, il tubo luminescente attraverso la resistenza zavorra in idrogeno R_H e un filtro passa-basso; quest'ultimo ha lo scopo di eliminare le componenti alternative della tensione raddrizzata.

La tensione fornita dal trasformatore è, a vuoto, di 450 volt; le tensioni che si hanno agli elettrodi dello stabilizzatore, rispetto a quello segnato 0, sono riportate nel diagramma di fig. 10, in funzione della corrente erogata.

La curva B_3 è stata ottenuta misurando la tensione tra i morsetti 0 e $+ B_3$ per vari valori di un carico ohmico (costituito da un tubo elettronico) inserito fra questi due elettrodi. La curva B_2 è

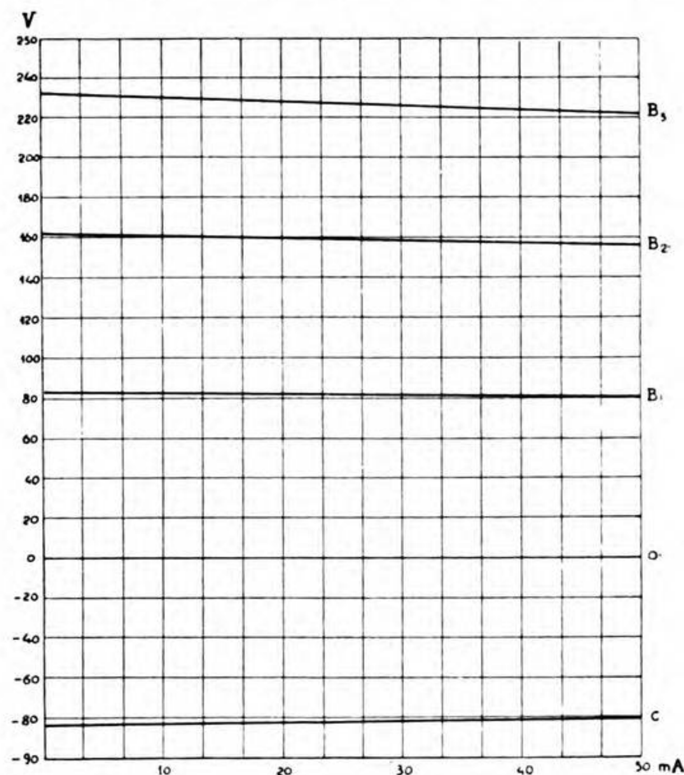


Fig. 10. — Diagramma delle tensioni agli elettrodi in funzione del carico derivato su di essi.

stata ottenuta applicando il carico tra 0 e $+ B_2$ dopo aver collegato $+ B_2$ con $+ B_3$, le curve B_1 e C applicando il carico fra 0 e rispettivamente $+ B_1$ e $- C$ e collegando tra loro $+ B_3$, $+ B_2$, $+ B_1$.

E' opportuno osservare che, qualora non si utilizzi tutta la tensione dello stabilizzatore, conviene mettere in corto circuito quegli elettrodi fra i quali non è inserito alcun carico; infatti, se non si eseguisse tale corto circuito, fra gli elettrodi non caricati fluirebbe la corrente massima, e per un lungo funzionamento in queste condizioni si potrebbe avere un riscaldamento eccessivo dello stabilizzatore. E' buona norma quindi fare funzionare a vuoto gli stabilizzatori il minor tempo possibile.

E' bene però prestare attenzione al fatto che la resistenza R_H, quando si mettono in corto circuito alcuni elettrodi, è sovraccaricata: essa deve quindi essere, in tal caso, dimensionata in modo opportuno.

I risultati ottenuti con la disposizione descritta sono pertanto i seguenti: facendo assorbire dal carico correnti da 0 a 50 mA si sono verificate variazioni di tensione da 0 al 3,6 %. Per oscillazioni della tensione di rete del $\pm$ 10 % le tensioni stabilizzate hanno subito variazioni del $\pm$ 0,33 %. Le tensioni parziali si sono mostrate praticamente indipendenti tra di loro.

Alcune prove sono state pure effettuate per vedere se fosse possibile, per talune applicazioni, eliminare con lo stabilizzatore il filtro livellatore a induttanze e capacità, in considerazione del risparmio di peso e di ingombro che, particolarmente, l'abolizione delle induttanze a nucleo di ferro porterebbe.

La fig. 11 rappresenta un oscillogramma (in funzione del tempo) della tensione ai capi estremi di uno stabilizzatore alimentato direttamente (ossia senza l'interposizione di filtri e senza condensatori in parallelo) da una tensione pulsante; questa è ottenuta per raddrizzamento di una tensione alternativa con un diodo a doppio anodo.

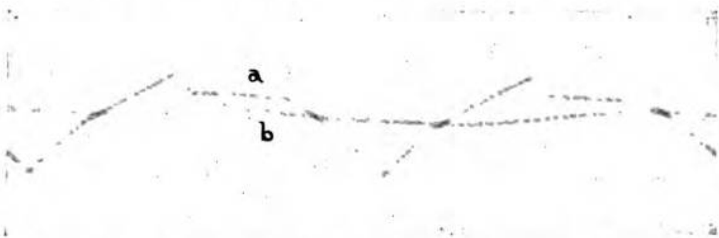


Fig. 11. — Oscillogrammi di tensione in funzione del tempo.

Il diagramma della tensione (*a*) parte dal valore zero e segue l'andamento normale della tensione alimentatrice (come se lo stabilizzatore non ci fosse) fino al valore di innesco della scarica luminescente; non appena questa si innesca, la tensione scende bruscamente al valore di regime, proprio dello stabilizzatore (nel nostro caso 280 V), e ivi si mantiene sensibilmente costante fino a che la tensione non è ridiscesa al valore di disinnesco della scarica. Da questo punto fino al valore zero la tensione segue nuovamente l'andamento di quella della sorgente e nelle semionde successive il fenomeno si ripete identicamente.

La dentellatura dell'oscillogramma, che si vede in figura, nel raccordo tra il valore della tensione di innesco e quello della tensione di regime, dipende dal fatto che l'equipaggio mobile dell'oscillografo non è abbastanza smorzato: non si deve quindi attribuire allo stabilizzatore tale alterazione del fenomeno.

Il secondo diagramma (*b*) della medesima figura, prossimo ad una retta parallela all'asse dei tempi, è stato ottenuto aggiungendo, al dispositivo sopra descritto, un condensatore della capacità di 0,5 μF in parallelo allo stabilizzatore. Con un condensatore del valore di $4 \div 5$ μF, e sempre senza alcuna cellula filtrante, si ottengono oscillogrammi di tensione che praticamente si identificano con una retta parallela all'asse dei tempi.

6. - Applicazioni alle misure.

Oggi, grazie agli stabilizzatori di tensione, si possono costruire apparecchi di misura a tubi elettronici, completamente alimentati con tensione alternata; Kallmann (3) descrive tutta una serie di voltmetri a tubi elettronici così alimentati.

In fig. 12 è riportato lo schema di un voltmetro a triodo con un campo di misura da 0,1 a 4 volt: la tensione anodica è doppiamente stabilizzata con un solo tubo luminescente, come si è già

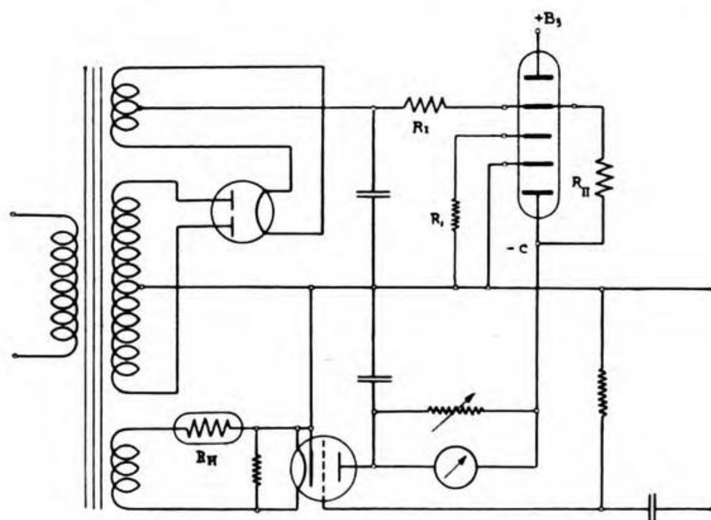


Fig. 12. — Voltmetro a triodo completamente alimentato con tensione alternata.

descritto, e la corrente di accensione del filamento è mantenuta costante mediante una resistenza zavorra in idrogeno, posta in serie. Questo apparecchio così alimentato può dare risultati uguali ed anche superiori a quelli che si avrebbero con la normale alimentazione con batterie di accumulatori.

Il poter alimentare con tensione alternata questi utili apparecchi costituisce un progresso nel campo delle misure, ed agevolerà la loro diffusione. Ma non è questa certamente l'unica possibilità di impiego dei tubi al neon stabilizzatori o ripartitori di tensione; essi troveranno largo impiego anche in altri campi, specialmente nella tecnica delle correnti deboli.

Torino - Scuola Elettrotecnica « Galileo Ferraris » del R. Istituto Superiore d'Ingegneria.

(3) H. E. KALLMANN: Röhren-Voltmeter für Netzanschluss - Z. S. f. H. F. Techn., 1931, XXXVII, p. 58.

-- INFORMAZIONI E NOTIZIE --

Servizio radiotelefonico di polizia negli S. U. A. — Il *Radio Eng.* del dicembre 1933 riporta alcune notizie sulla organizzazione del servizio radiotelefonico per scopi di pubblica sicurezza negli Stati Uniti d'America (1).

Tale servizio fece la sua prima apparizione ad Harrisburgh, Penn., con l'impianto di un trasmettitore da 500 W. Nel 1916 New York disponeva di una stazione radiotrasmittente per comunicare con le imbarcazioni della polizia nel porto. La città di Detroit, che nel 1921 aveva un limitato servizio radio, ne curò molto l'incremento nel 1929 e diede l'impulso ad un generale sviluppo di questa modernissima applicazione.

Dato il vasto impiego della radio, le frequenze disponibili per il servizio di polizia, comprese fra 1500 e 3000 kHz, sono otto sole, stabilite per legge. La potenza delle stazioni, che lo disimpegnano nelle varie zone, viene fissata piuttosto in base alla densità della popolazione che non all'estensione delle zone stesse. Questo perchè, aumentando il numero di abitanti, aumentano le costruzioni e quindi aumenta la parte assorbita dell'energia irradiata.

A Chicago sono stati installati tre trasmettitori da 400 W; tre a New York, uno da 500 W e due da 400 W; a Detroit due da 500 W. Quando gli apparecchi trasmittenti disponibili sono più di uno, se ne impiega uno solo per il servizio locale, mentre l'altro o gli altri vengono usati per segnalazioni territorialmente più estese.

I trasmettitori vengono situati nei punti strategici della città: in molti casi, in un posto centrale di polizia, nello stesso locale del centralino telefonico. Il servizio è diretto da un ufficiale, collegato per telefono con l'operatore radio; un secondo circuito gli permette, all'occorrenza, di far funzionare direttamente il trasmettitore e di inviare personalmente gli ordini alle automobili della polizia, munite di apparecchi radioriceventi.

Le automobili sono dislocate in diversi punti della città: questa si divide in distretti, a ciascuno dei quali è assegnata una delle dette macchine. La divisione in distretti è fatta in base alla densità di popolazione, alla frequenza dei delitti, alla maggiore o minore facilità di movimento lungo le strade, alla esistenza di altri sistemi di protezione di polizia. Gli apparecchi installati sulle automobili sono molto semplici, ma solidi e costruiti per un funzionamento autonomo di ventiquattro ore in qualunque condizione di tempo. Oltre alle autovetture fornite di apparecchi radio ed assegnate ai singoli distretti, le quali vengono chiamate « esploratori », altre ve ne sono più pesanti e destinate ad appoggiare le prime in caso di bisogno: sono

(1) Vedi anche: F. W. CUNNINGHAM e T. W. ROCHESTER: Radio Patrol System of the City of New York - Proc. I. R. E., 1933, XXI, p. 1239.

dette « incrociatori », hanno anch'esse l'installazione radio e portano maggior armamento e scorta più numerosa.

Sul modo di comunicare fra posti fissi e automobili i pareri sono discordi e si discute se siano preferibili le segnalazioni con o senza codice segreto. La legge proibisce a chi intercetta segnali della polizia di comunicarli ad altri o comunque di divulgarli. *G. Pa.*

*

Concorso a premio indetto dal C. N. R. — Il Comitato per l'Astronomia, la Matematica applicata e la Fisica del Consiglio Nazionale delle Ricerche bandisce un concorso a premio sul tema seguente:

« *Applicazione concreta dei metodi matematici ai fenomeni fisici ed alle attuazioni tecniche in cui entrano in gioco fenomeni di ereditarietà e di isteresi* ».

Possono concorrere a detto premio cittadini italiani (d'ambo i sessi) con un lavoro stampato o dattilografato in lingua italiana da inviarsi entro il 30 marzo 1935-XIII alla Segreteria Generale del Consiglio Nazionale delle Ricerche (Ministero Educazione Nazionale - Viale del Re - Roma).

L'ammontare del premio è di L. 5000.

*

E. I. A. R. - Misure automatiche di attenuazione. — Nell'esercizio delle stazioni radiofoniche, le misure di attenuazione in funzione della frequenza, da effettuarsi sugli amplificatori, sui circuiti telefonici, e via dicendo, rappresentano una delle quotidiane operazioni necessarie per la buona condotta delle stazioni stesse. Il tempo che tali misure richiederebbero per essere eseguite manualmente, non è davvero trascurabile nè d'altra parte mancano motivi concomitanti che rendono preferibile l'impiego di un sistema automatico.

Nelle principali stazioni radiofoniche dell'E. I. A. R. viene usato assai utilmente un apparecchio [1] costruito dalla ditta Siemens, appunto per effettuare automaticamente le misure di cui si è fatto cenno: la rapidità con cui ciascuna misura viene compiuta (il tempo richiesto non supera i due minuti) e la conseguente possibilità di fare molte misure in breve tempo, unita a quella di ottenere la registrazione continua del diagramma di livello sopra un'apposita zona di carta, fanno sì che l'apparecchio renda notevoli servigi.

Il complesso risulta di due pannelli affiancati (fig. 1): il primo di essi porta il dispositivo trasmittente, costituito essenzialmente da un generatore a frequenza variabile, il secondo contiene invece il dispositivo ricevente, di cui fan parte un amplificatore, un voltmetro a tubo elettronico e l'apparato scrivente per la registrazione.

Come s'è accennato, e come può rilevarsi dalla parte sinistra della fig. 1 e dallo schema della fig. 2, elemento essenziale della parte trasmittente è un generatore di frequenze acustiche a battimenti da 0 a 10 kHz. Per produrre i battimenti, s'impiegano due oscillatori a triodo, il primo dei quali si mantiene costantemente alla frequenza di 130 kHz; le oscillazioni generate dall'altro variano invece con

(1) H. Ribbeck e Fr. Wiedemann: E. F. D., 1933, 32, p. 85.

continuità entro una gamma di frequenze la cui differenza rispetto ai 130 kHz è compresa nell'intervallo $0 \div 10$ kHz. I battimenti delle due eterodine vengono rettificati in un triodo seguito da un amplificatore a resistenze e capacità; questo, per il tramite di un oppor-

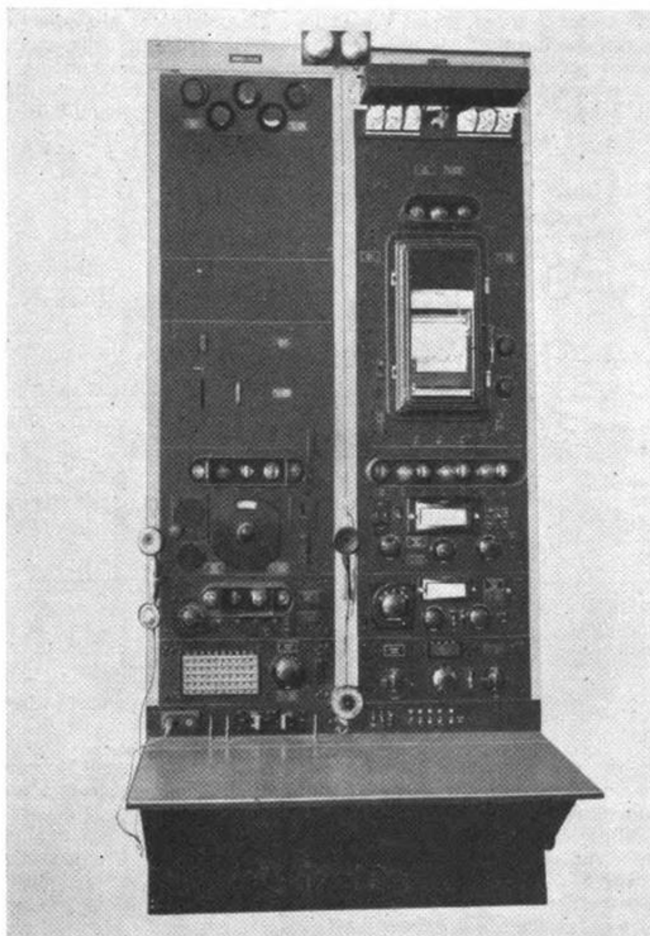


Fig. 1. — Vista d'insieme dei pannelli dell'apparecchiatura per misure automatiche di attenuazione in funzione della frequenza.

tuno attenuatore, invia nell'organo sotto misura le tensioni alternative a un livello praticamente costante, che può essere scelto nell'intervallo tra 0,775 e 4 volt.

La variazione della frequenza del generatore è ottenuta con la rotazione del condensatore variabile di una delle due eterodine che

producono i battimenti: esso si presenta al centro della parte sinistra della fig. 1. La sua capacità può esser fatta variare sia manualmente, sia automaticamente a mezzo di un dispositivo di orologeria che è racchiuso nella parte superiore del pannello trasmettitore.

Questo pannello è poi completato da strumenti adibiti al controllo del funzionamento dei triodi ed alla taratura del generatore: tra questi ultimi è notevole un risuonatore piezoelettrico, che s'impiega per stabilire il valore di una data frequenza prodotta dalla seconda eterodina per una data posizione del condensatore ad armatura mobile.

L'apparecchiatura ricevente, che risulta dalla parte destra della fig. 1 e dallo schema della fig. 3, è costituita da un amplificatore a resistenza e capacità, seguito da un diodo rettificatore; questo è

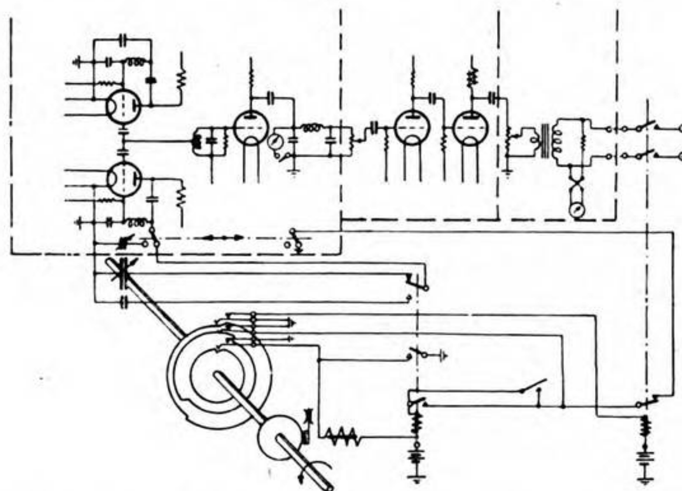


Fig. 2. — Schema di principio del trasmettitore a frequenza variabile.

connesso allo strumento scrivente (direttamente graduato in neper) a mezzo di un circuito a ponte. Sul pannello della medesima apparecchiatura si trovano altresì gli organi occorrenti per graduare la sensibilità dell'amplificatore, per effettuare le tarature dei suoi vari stadi e per verificare lo strumento registratore. E vi è sistemato un dispositivo di orologeria che trascina la zona di carta di quest'ultimo, in sincronismo con il movimento ad orologeria azionante il condensatore variabile del generatore.

La misura automatica avviene col seguente procedimento. Inserito l'organo da controllare tra il trasmettitore ed il ricevitore, mediante un pulsante viene messo in marcia il movimento di orologeria dell'apparecchio trasmettitore; questo, ad un certo momento, determina l'invio di un impulso a 1000 Hz che, attraverso l'organo sotto controllo, mette in moto il congegno di orologeria azionante il dispositivo registratore; conseguentemente, dopo qualche istante, si inizia la rotazione del condensatore dell'eterodina a frequenza variabile, e s'inviano così successivamente le frequenze della gamma $0 \div 10$ kHz nell'organo sotto controllo; il diagramma di livello di quest'ultimo

viene registrato con continuità dal milliamperometro scrivente dell'apparecchio ricevitore. A fine corsa, i movimenti di orologeria del trasmettitore e del ricevitore tornano automaticamente a riposo.

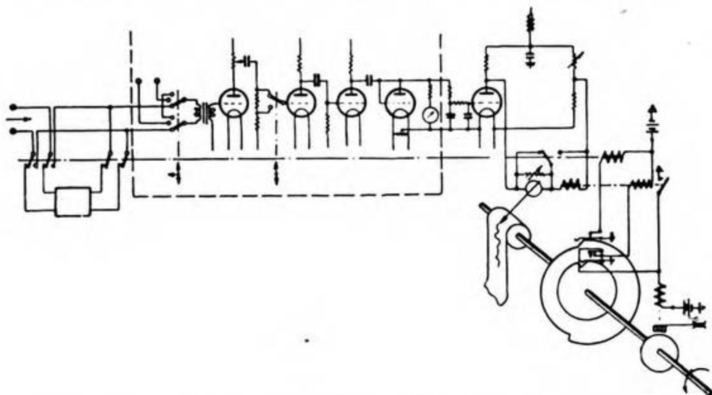


Fig. 3. — Schema di principio del ricevitore-registratore.

La fig. 4 riporta un esempio di diagramma di livello, registrato con l'apparecchiatura ora descritta.

Tale apparecchiatura, come può rilevarsi dalla fig. 1, è infine completata da numerosi altri organi, che hanno sede nella parte su-

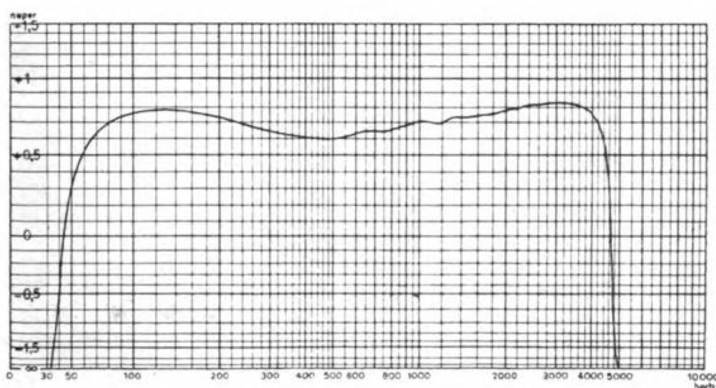


Fig. 4. — Esempio di diagramma di attenuazione in funzione della frequenza. (Circuito Roma-Torino; livello di trasmissione 0,775 V).

periore ed inferiore dei pannelli; essi vengono adibiti al controllo dell'alimentazione dei vari amplificatori, alla protezione dei diversi circuiti, alle commutazioni telefoniche necessarie durante le misure, e rendono più comodo e sicuro il funzionamento di tutto il complesso. *Ber.*

*

Lo sviluppo dei telefoni in Italia (1). — Il *Journ. Télécomm.* del marzo 1934 riferisce sull'argomento alcuni dati, che acquistano particolare interesse attraverso l'esame di tabelle comparative.

Dal 1925 al 1933 si è avuto il seguente incremento:

Anno	Numero totale di abbonati	Sistema automatico	Sistema manuale	Percentuale di automatico
1° luglio 1925	150.230	31.863	118.367	21,20
30 giugno 1932	339.364	268.100	71.264	79
30 giugno 1933	351.731	289.876	61.855	82,41.

Al notevole incremento complessivo non è certo estranea la rapida estensione dell'automatico.

Col favore di questa vantaggiosa situazione si sono potuti offrire agli abbonati molti servizi speciali, alcuni dei quali si presentano oggi come realmente importanti. Eccone lo sviluppo in un quinquennio:

Servizio	Esercizio 1927-28	Esercizio 1932-33
Abbonati assenti.	6.669	50.901
Ora esatta	12.833	56.522.354
Sveglia degli abbonati . . .	5.776	83.305
Orario dei treni	12.392	931.556
Notizie sportive	13.469	2.369.618
Chiamata delle autopubbliche .	289.257	1.150.230
Informazioni generali	11.789	1.709.143
Fonotelegrammi	692.083	1.425.531
Commissioni varie per telefono	8.761	517.635.

Quanto all'estensione della rete telefonica, oltre ai circuiti interni si sono pure assai sviluppati i collegamenti internazionali; i seguenti dati ne offrono un quadro sintetico:

Circuiti interni:	1925	1932
Numero delle linee aeree	192	135
Numero dei cavi sotterranei	39	267
Lunghezza totale delle linee e dei cavi (in km)	53.474	130.117.
Circuiti internazionali:		
Numero delle linee aeree	32	33
Numero dei cavi sotterranei	—	74
Lunghezza totale delle linee e dei cavi (in km)	2.667	16.528.

Oggi si corrisponde facilmente per telefono fra tutte le città d'Italia, e questa, che nel 1932 era collegata soltanto a sei paesi stranieri, è in comunicazione telefonica con 45 paesi europei ed extraeuropei.

C. Bi.

(1) Vedi anche A. F., 1934, III, p. 113.

Vol. III - N. 2 Aprile 1934-XII

ALTA FREQUENZA

SOMMAIRE

Notes de la Rédaction .. .. Page 129

M. BOELLA: Sur le comportement en haute fréquence de quelques types de résistances élevées employées dans les radiocircuits .. .. » 132

On expose une recherche expérimentale, faite afin de déterminer les possibilités d'application dans les mesures à radiofréquence, des résistances élevées couramment employées dans les récepteurs pour radiodiffusion.

On décrit d'abord la méthode de mesure, qui, par comparaison de résistances de type similaire, mais de valeurs différentes, permet d'évaluer avec une précision suffisante les variations de résistance en fonction de la fréquence; on rappelle ensuite les détails les plus saillants du dispositif de mesure, qui est à peu près le même que celui employé par l'Auteur pour la mesure des pertes en haute fréquence dans les diélectriques; on rapporte enfin les résultats des mesures achevées sur plusieurs résistances de trois types différents.

V. GORI: Projets d'amplificateurs de puissance pour émetteurs radiotélégraphiques .. .. Page 149

Après avoir posé des considérations générales sur la technique moderne des constructions radioélectriques, on résume une méthode de calcul pour un projet d'amplificateurs de puissance pour émetteurs radiotélégraphiques.

En se donnant la puissance que l'on veut fournir à une antenne donnée, on indique le procédé à suivre pour évaluer soit la puissance des étages d'amplification et les éléments des circuits associés, soit les caractéristiques de fonctionnement des amplificateurs eux-mêmes, soit enfin les rapports d'amplification entre étages.

La méthode est ensuite illustrée par un exemple ayant rapport à un émetteur de 50 kW antenne qui a été effectivement construit.

S. ROSANI: Les ultrasons et leur application à l'exploration sousmarine .. .. Page 168

Les appareils d'exploration ultrasonore, étudiés pour des buts militaires vers la fin de la guerre mondiale, se sont imposés toujours davantage et ont atteint aujourd'hui une grande diffusion sur les navires des marines militaire et marchande, en vue d'augmenter la sûreté de la navigation.

Cette branche de la technique, qui exploite la propagation des vibrations élastiques dans l'eau de mer, est en général peu connue, soit parce qu'elle touche à un domaine assez limité d'applications, soit parce que, en plusieurs points, elle n'intéresse que la marine de guerre.

SOMMAIRE

La note se propose de faire connaître les récents progrès atteints par la technique ultrasonore sousmarine, en fournissant quelques détails sur les appareils employés aujourd'hui pour les besoins normaux de la navigation et de l'hydrographie.

Après avoir rappelé quelques principes théoriques sur les ondes élastiques et sur leur propagation dans l'eau de mer, on décrit le projecteur piézoélectrique de Langevin, créé pour la production des oscillations ultrasonores. Ensuite on examine les appareils de sondage et d'exploration horizontale employés actuellement sur les navires, en considérant en particulier ceux qui ont été construits par la S.C.A.M. de Turin.

Lettres à la Rédaction .. .. Page 196

Résumés .. .. » 198

Chronique .. .. » 222

Livres et Publications .. .. » 226

Brevets .. .. » 229

Appareils nouveaux .. .. » 241

Informations .. .. » 251

Vol. III - N. 2 Aprile 1934-XII

ALTA FREQUENZA

CONTENTS

Editorial .. .. Page 129

M. BOELLA: On the high frequency performance of some types of resistance used in the radio apparatus .. » 132

Experimental work is described which was undertaken to ascertain if it is possible to use, for high frequency dielectric loss measurements, certain types of high resistance which are employed in radio receivers.

The method of research enables an accurate evaluation to be made of the change of resistance with frequency, by comparison between resistances of the same type, but of different value; the main details of the measuring equipment, the same as was used by the author in dielectric loss measurements, are described, and the results of measurements made on some resistances are discussed.

V. GORI: Design of power amplifiers for wireless transmitters .. .. Page 149

After some general considerations on the modern technique of wireless construction, the author summarises a method of calculation for the design of power amplifiers for wireless transmitters.

On the assumption of it being desired to transmit a definite amount of power on a given antenna, the author indicates the procedure to be followed for evaluating the power of the amplifying stages and the elements of the connected circuits, as well as the working characteristics of the amplifiers themselves; and lastly the relation of the amplifications between stages.

This method is afterwards illustrated by an example relating to a 50 kW aerial transmitter.

S. ROSANI: Submarine sounding by means of supersonic waves .. .. Page 168

The submarine supersonic sounding apparatus, which was devised for naval purposes during the great war, is much used to-day on war and merchant ships to increase the safety of navigation.

The technique of elastic wave propagation through the sea water is generally little known, because the applications are limited and because many of them concern almost exclusively the naval service.

In the paper there is indicated the progress achieved in the last few years in the field of supersonic technique, and the apparatus now employed for the needs of navigation and of hydrography is described in some detail.

After having summarised the properties of the supersonic waves, the author gives a description of the Langevin's piezoelectric system for the generation of supersonic oscillations; he further describes the submarine sounding apparatus of the S.C.A.M. of Turin.



CONTENTS

Letters to the Editor .. .. Page 196
Abstracts .. .. » 198
Chronicle .. .. » 222
Books and Publications .. .. » 226
Patents .. .. » 229
New Apparatus .. .. » 241
Information .. .. » 251

Vol. III - N. 2 Aprile 1934-XII

ALTA FREQUENZA

INHALT

Anmerkungen der Schriftleitung .. .. Seite 129

M. BOELLA: Ueber das Verhalten einiger in Rundfunkempfängern verwendeten Widerstände im Hochfrequenzbereich .. .. » 132

Die Versuche, von denen in dieser Arbeit die Rede ist, hatten zum Ziel den Hochfrequenz-Anwendungsbereich gewöhnlicher, in Rundfunkempfängern verwendeten Widerstände festzustellen.

Eine Messanordnung zum Vergleich von Widerständen, welche die Abhängigkeit des Widerstandes von der Frequenz mit guter Annäherung zu bestimmen gestattet, wird beschrieben, und die wichtigsten Einzelheiten des Messystems, welche aus der vom Verfasser zur Messung des dielektrischen Verlustswinkels verwendeten Schaltung stammen, werden wiedergegeben.

Zum Schluss werden die Ergebnisse der an einigen Widerstandssätzen ausgeführten Messungen beschrieben und erörtert.

V. GORI: Entwurf von Leistungsverstärkern für drahtlose Telegraphiesender .. .. Seite 149

Unter Voranschickung einiger allgemeinen Bemerkungen über die Technik der modernen drahtlosen Anlagen wird kurz über eine Berechnungsmethode von Leistungsverstärkern für drahtlose Telegraphiesender berich'et.

Für die Speisung von Sendeantennen bekannter Charakteristik gibt Verf. ein Verfahren an, aus dem die Berechnung der Verstärkerendstufen, der Schwingkreise und des gesamten Verstärkungsgrades entnommen werden kann.

Das Verfahren wird anhand eines Beispiels eines ausgeführten 50 kW-Senders näher erläutert.

S. ROSANI: Die Ultraschallwellen und deren Verwendung für Unterwasserlotung .. .. Seite 168

Die Verwendung der Ultraschallapparate, welche gegen das Ende des Weltkrieges für militärische Zwecke ersonnen worden waren, hat sich allmählich derart verallgemeinert, dass dieselben heute, sowohl auf den Kriegs- als auf den Handelsschiffen eines der wichtigsten Mittel zur Sicherheit darstellen.

Dieser Zweig der Technik, welcher die Ausbreitung der elastischen Schwingungen im Wasser verwertet, ist im allgemeinen wenig bekannt, weil er ein verhältnismässig begrenztes Feld betrifft und in vielen Fällen, nur für die Kriegsmarine von Bedeutung ist.

Der Verfasser erklärt die neuesten Fortschritte der Ultraschalltechnik, gibt einige Angaben über die Apparate, die zur Zeit in der Seefahrt oder in der Hydrographie verwendet werden, und legt die wichtigsten theoretischen Prinzipien über die elastischen Wellen und deren Ausbreitung im Seewasser dar.

Zum Schluss beschreibt er den Langevin'schen piezoelektrischen Oszillator zur Erzeugung von Ultraschallschwingungen, und einige zur wagerechten Lotung verwendeten Apparate, darunter insbesondere die der Firma S. C. A. M. in Turin.

Briefe an die Schriftleitung .. .. Seite 196

Literatur .. .. » 198

Chronik .. .. » 222

Besprechungen .. .. » 226

Patente .. .. » 229

Neue Apparate .. .. » 241

Technische Nachrichten .. .. » 251



Ing. RENATO SAN NICOLÒ, *Direttore responsabile*

INDUSTRIE GRAFICHE ITALIANE STUCCHI - Via S. Damiano, 16 - MILANO - 1934-XII

Pubblicazioni dell'« A. E. I. »

L'ELETTROTECNICA – Periodico trimensile.
Giornale ed Atti dell' A. E. I. (si pubblica il 5, 15, 25 di ogni mese).

Annate arretrate .... cad. ...	L.	100,—
più per postali ...	»	10,—
Abbonamento: per il Regno	»	100,—
» per l'Estero	»	150,—
Un numero separato: per il Regno	»	4,—
» » per l'Estero	»	6,—
più per postali	»	1,—
» » estero ...	»	1,50

ALTA FREQUENZA - Periodico trimestrale.
Rivista di Radiotecnica, Telefonia e acustica applicata.

Annata 1932	L.	30,—
» *per i Soci dell'* A. E. I.	»	20,—
Abbonamento 1933	»	40,—
» *per i Soci dell'* A. E. I.	»	30,—
Un numero separato	»	12,—
più per postali	»	1,—

SUNTI E SOMMARI - Bollettino mensile.
Documentazione Bibliografica. Estratto da L'ELETTROTECNICA.

Abbonamento: per il Regno	L	15,—
» per l'Estero	»	30,—

ANNUARIO A. E. I. – N. 1 **(Gennaio)** – Notizie sulla A. E. I. – Statuto e Regolamento dell' A. E. I. – Pubblicazioni – Elenco Soci .... Prezzo L. 10,—
gratis ai Soci

N. 2 **(Luglio)** – Variazioni al N. 1 – Elenco Leggi – Repertorio Elettrotecnico .... Prezzo L. 25,—
gratis ai Soci
più per postali ... L. 1,50

NORME DELL'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA.

Norme per gli **Olii per Trasformatori.**
Norme per le **Lampade Elettriche.**

Prezzo di ciascun fascicolo ...	L.	3,—
per i Soci	»	2,—
più per postali ...	»	0,80

Norme per l'ordinazione ed il collaudo delle **Macchine Elettriche per Trazione.**
Norme per l'ordinazione ed il collaudo dei **Motori Primi Idraulici.**
Norme per l'ordinazione e il collaudo degli **Isolatori di Porcellana.**
Norme per l'ordinazione ed il collaudo dei **Tubi Elettronici a catodo incandescente e ad alto vuoto.**
Norme per la fornitura dei **Cavi in carta impregnata.**
Norme per i **Trasformatori di misura.**
Norme per la **Costruzione e l'esercizio degli impianti elettrici nei teatri e locali di spettacolo in genere.**

Prezzo di ciascun fascicolo ...	L.	4,50
per i Soci	»	3,—
più per postali ...	»	1,—

Norme per l'esecuzione e l'esercizio degli **Impianti Elettrici.**

Prezzo	L.	6,—
per i Soci	»	4,—
più per postali ...	»	1,—

Norme per l'ordinazione e il collaudo delle **Macchine Elettriche.**
Norme per l'esecuzione e l'esercizio degli **Impianti di Bordo.**

Prezzo di ciascun fascicolo ...	L.	9,—
per i Soci	»	6,—
più per postali ...	»	1,—

STATISTICA DEGLI IMPIANTI ELETTRICI IN ITALIA.

Vol. I. Dati elettrotecnici sulle distribuzioni di energia elettrica nei **Comuni e Colonie** d'Italia (III edizione).

Prezzo	L.	30,—
per i Soci	»	24,—
più per postali ...	»	4,—

Vol. II. Elenco delle **Centrali** di produzione di energia elettrica coi dati tecnici quantitativi sulla generazione, trasformazione, distribuzione dell'energia elettrica in Italia. Nuova edizione completa di oltre 800 pagine per più di 2300 Centrali.

Prezzo ridotto ...	L.	120,—
per i Soci	»	60,—
più per postali ...	»	6,50

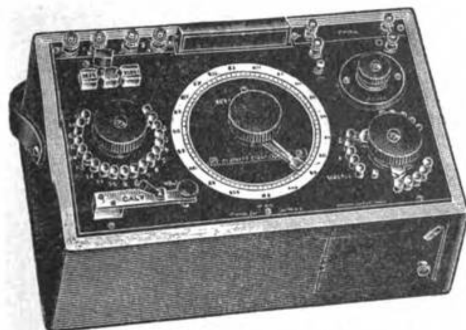
Per acquisti rivolgersi all' **Ufficio Centrale dell' A. E. I.**
Via San Paolo, 10 - Milano (2/2)

I versamenti possono essere eseguiti a mezzo Posta giro al N. 3/1189 su Milano

PONTI D'ALTA PRECISIONE

per

RICERCHE DI LABORATORIO



Potenziometro portatile Mod. 355.

RESISTENZE
e CASSETTE DI RESISTENZA
D'ALTA PRECISIONE
NON INDUTTIVE
per misure in c. a. di alta frequenza e in c. c.

CAPACITÀ
e INDUTTANZE
CAMPIONE
d'alta precisione.



Millivoltmetro Mod. 322 a tre portate - 2/5/10 mV. - per la misura di piccolissime grandezze elettriche e per l'uso con coppie termoelettriche esterne per misure alla radiofrequenza.

STRUMENTI
DI PRECISIONE

portatili e da laboratorio
per
misure radiotecniche
e
elettroacustiche

AGENTE GENERALE DEPOSITARIA PER L'ITALIA:

SOC. AN. ING. S. BELOTTI & C.

Telef. 52-051/2/3 —— MILANO —— *Piazza Trento, 8*



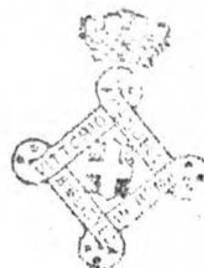
VOL. III - N. 3 (PUBBLICAZIONE BIMESTRALE) GIUGNO 1934 - XII

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI
RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

SOTTO IL PATROCINIO

DEL CONSIGLIO NAZIONALE DELLE RICERCHE
DELL' ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
DELLA SOCIETÀ ITALIANA DI FISICA







ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
MILANO (2/2) - VIA SAN PAOLO, N. 10

CONTO CORRENTE CON LA POSTA

Vol. III Giugno 1934 - XII N. 3

ALTA FREQUENZA

DATI E MEMORIE SULLE RADIOCOMUNICAZIONI E RIVISTA DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

Edita dall'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
Redazione e Amministrazione: Milano (2/2), Via S. Paolo, 10

SOMMARIO

Pag.

Note di Redazione: Acustica tecnica: definizioni e unità - Misure su microfoni - La rinascita della telegrafia - Una telescrivente italiana 257

Memorie e Articoli:

P. LOMBARDI e G. SACERDOTE: Unità fonometriche 260
R. GATTI: Tarature di microfoni 281
E. SOLERI: Recenti progressi della telegrafia 303

Lettere al Direttore: Dispositivi di prova per apparecchi telefonici 353

Recensioni: Circuiti, quadripoli, filtri - Misure - Modulazione, radiotelefonia 356

Cronaca tecnica: Convertitori, raddrizzatori - Fisica generale - Linee e condutture - Propagazione delle radioonde 361

Libri e Pubblicazioni: E. PERUCCA: *Fisica generale e sperimentale.* Vol. II: *Ottica, elettricità e magnetismo* - O. TIBY: *Acustica musicale e organologia degli strumenti musicali* - A. JIPP: *Moderne Telegraphie* - F. BERGTOLD: *Kurzgefasstes Röhrenbuch* 365

Brevetti: Tubi con griglie di carica spaziale - Circuiti per tubi con griglia schermo - Amplificatori di potenza di oscillazioni ad alta frequenza - Presa sonora con più microfoni - Tubo catodico con elettrodo di controllo . . . 369

Nuovi Apparecchi:

R. DEAGLIO: Una nuova macchina dattilografica telescrivente 376
Apparecchio per la misura delle costanti dei tubi elettronici 382

Informazioni e Notizie: Congresso della radioindustria italiana - Rievocazione delle prime esperienze di Guglielmo Marconi - Scandagli elettromagnetici della ionosfera 385

Necrologie: Franz Breisig 392

Résumés en langue française
English summaries
Summarische Uebersichten in deutscher Sprache

Vol. III Giugno 1934-XII N. 3

ALTA FREQUENZA



Acustica tecnica: definizioni e unità.

Il problema delle definizioni e delle unità di misura è vecchio quanto la scienza; ed oggi, che la scienza cammina in fretta, esso è sempre più complicato dalla molteplicità possibile delle soluzioni. Alla sua urgenza non bastano purtroppo accordi a larghissima base, lenti e faticosi a raggiungere; questi potranno tutt'al più seguire e sanzionare quanto si sarà concluso dopo un accurato lavoro di vaglio e di discriminazione. Nel frattempo è indispensabile, per non ritrovarci ai piedi della torre di Babele, prendere accordi e fissare norme almeno fra studiosi di una stessa nazionalità o, ancor più limitatamente, fra collaboratori di una stessa rivista.

Nel campo della giovane tecnica acustica, come già è accaduto in quelli da più tempo coltivati, occorre ormai uniformare almeno le definizioni principali e stabilire in modo inequivocabile le unità più importanti. Purtroppo, troviamo spesso discordi le prime, incerte le seconde; al punto che si usano nomi diversi per le medesime cose e nomi eguali per cose diverse, e che cifre identiche possono rappresentare grandezze differenti, e cifre differenti misurare in vario modo la stessa entità. Nè può trascurarsi un altro aspetto della complicazione del problema: il carattere solo approssimato, che inevitabilmente, nel campo di cui ci occupiamo, rivestono molte valutazioni e molte misure, onde si rende ancor più difficile l'inquadrarle in norme precise, quando un certo complesso di presupposti (ad esempio quelli dipendenti da valutazioni soggettive) sfugge per la sua stessa natura a un'esatta determinazione. Si fa luogo allora all'opportunità di assumere, come elementi di partenza, valori convenzionali e questo nuovo motivo di arbitrarietà moltiplica le soluzioni possibili e facilita la confusione.

Per tali ragioni riteniamo utile presentare un primo tentativo di precisazione, che vorremmo guardato con simpatia almeno nell'àmbito dell'attività scientifico-tecnica nazionale. I colleghi LOMBARDI e SACERDOTE hanno raccolto in una breve rassegna un certo numero di definizioni di grandezze acustiche, specificandone le unità di misura. Il loro lavoro va considerato come uno spunto, cui si vorrebbe seguissero obbiezioni e discussioni. Vari assunti possono subire modifiche, chè per l'accettazione o il rifiuto di essi non sempre esistono motivi diri-

menti; per altri è necessario destreggiarsi fra stati di fatto non facilmente modificabili, e soluzioni migliori ancora perseguibili, perchè non gravemente pregiudicate; per taluni infine ci si è dovuti accontentare di registrare le varie vie seguite da autori diversi, senza ancora poter prendere posizione esplicita a favore dell'una o dell'altra. Molta cautela sembra invero necessaria in queste materie di « normalizzazione »: meglio è talvolta sacrificare l'ottimo al buono, fors'anche al mediocre, se ciò diviene arra di una maggior probabilità dell'accettazione universale o se, spostando di poco o di nulla posizioni già fortemente acquisite, diviene elemento di facile generale accordo.

L'articolo, che presentiamo, non intende esaurire l'argomento, e ciò non solo perchè, come s'è detto, la materia trattata non consente ancora decisioni definitive, ma anche perchè del campo acustico si è per ora esplorata soltanto una parte: ne rimangono fuori, ad esempio, gli apparecchi acustici ed elettroacustici e l'acustica musicale. Su questi punti e su altri ancora vorremmo — e speriamo — poter tornare fra non molto tempo. Confidiamo ad ogni modo che il lavoro possa riuscire elemento non inefficace di unificazione e di coordinamento ed in tal senso lo raccomandiamo all'attenzione dei lettori e, in modo speciale, a quella dei collaboratori.

Misure su microfoni.

Abbiamo detto or ora delle difficoltà che s'incontrano, se si vogliono specificare norme e determinazioni precise nel campo delle grandezze e delle misure acustiche. Una prova assai opportuna di tale assunto ci viene offerta dalle tarature dei microfoni, sulle quali riferisce in questo fascicolo l'ing. GATTI.

Tanto se il microfono è destinato a scopi di misura, quanto se lo si riserva ad applicazioni tecniche, occorre conoscerne, non solo sotto l'aspetto qualitativo, ma anche in modo quantitativo, il comportamento nella trasformazione acustico-elettrica dell'energia; ciò, se non presenta ormai particolari difficoltà dal lato elettrico della trasformazione, è questione molto delicata per quel che si riferisce al lato acustico. Qui le modalità di misura e la scelta e la determinazione esatta delle grandezze da prendere in considerazione acquistano importanza essenziale.

Alle opportune precisazioni e all'interessante rassegna di metodi di misura, speriamo aver modo di far seguire una documentazione di elementi raccolti con nuove esperienze dirette.

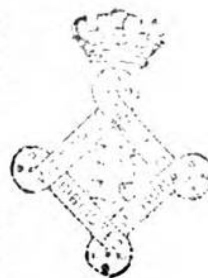
La rinascita della telegrafia.

Quando si guarda alle varie applicazioni della scienza ed al loro avanzare sulla scena del mondo, vien fatto di ricordare certe figurazioni artistiche e di avere, ad esempio, di-

nanzi agli occhi del pensiero, una schiera di danzatrici, che con graziosi ondeggiamenti e con agili movenze invadono un gran prato fiorito. E pare che il freno dell'arte governi ciascuna di esse ora ad avanzare sollecita, ora ad indugiarsi mollemente, dando al moto d'insieme varietà e vaghezza.

Nel campo delle comunicazioni elettriche, fra la telegrafia, la telefonia e la radiotecnica pareva la prima essersi ormai così a lungo indugiata da dover restare senza rimedio in seconda linea, quando inattesi, agili slanci l'han riportata alla ribalta ed hanno attirato su di lei l'attenzione e l'interesse più vivi.

Ne rende testimonianza l'ampio sguardo d'insieme dato dal prof. SOLERI a tutte le questioni della telegrafia moderna, in uno di quegli scritti di carattere informativo e sintetico, di cui già altra volta ricordammo i pregi. Confidiamo in particolare che la monografia abbia a servire di utile introduzione ad altri contributi di carattere più specifico, su determinate recenti applicazioni della telegrafia a grande distanza.



Una telescrivente italiana.

Siamo lieti di pubblicare, nella rubrica « Nuovi Apparecchi », la prima descrizione di un nuovo tipo di macchina telescrivente, ideato in Italia. Lo studio riassuntivo e panoramico sui recenti progressi della telegrafia, su cui abbiamo or ora attirato l'attenzione dei lettori, ha ben messo in rilievo l'importanza ed il rapido crescente successo delle telescriventi. Il dispositivo, descritto dal prof. DEAGLIO, rappresenta una soluzione del problema indubbiamente interessante, anche perchè già uscita dalla fase di semplice ideazione ed attuata in forma concreta, se pure provvisoria e sperimentale.

E' motivo di compiacimento constatare, che questo bel lavoro di carattere tecnico è stato compiuto in una scuola d'ingegneria ed in particolare in un laboratorio di fisica sperimentale, accanto allo svolgimento di una notevole attività scientifica e didattica. Non v'è bisogno certo di insistere sui magnifici risultati, che si potrebbero ottenere, se i nostri più autorevoli e geniali uomini di scienza rivolgessero una parte crescente della loro operosità all'esame, dal punto di vista scientifico, di problemi tecnici e industriali ed alla risoluzione pratica di essi.

LA REDAZIONE

UNITÀ FONOMETRICHE

PAOLO LOMBARDI e GINO SACERDOTE

Si richiamano le definizioni delle principali grandezze acustiche e se ne specificano le unità di misura, dapprima per le grandezze di carattere fisico, poi per quelle di carattere psicofisico; si chiariscono le cause d'incertezza presenti in talune di queste assunzioni. Raccolte in un quadro riassuntivo le più importanti grandezze trattate e le loro unità, si riportano in fine le norme americane e tedesche per la definizione delle unità acustiche fondamentali.

Generalità.

1. — Lo sviluppo ed il progresso dell'acustica applicata rendono necessarie la definizione precisa delle unità e dei parametri e la scelta dei simboli, della nomenclatura e della grafia, occorrenti per indicare in modo uniforme ed inequivocabile le quantità di cui si vuole trattare.

Purtroppo non si è ottenuta ancora quella uniformità che sarebbe desiderabile e manca la sanzione da parte di competenti comitati internazionali non solo per la denominazione, ma anche per la definizione di alcune unità fondamentali.

Molto lavoro d'altra parte è già stato fatto; e scopo di questa nota è appunto quello di dare uno sguardo alle determinazioni adottate, mettendo in rilievo i punti ancora controversi e formulando proposte che permettano, almeno nell'àmbito della stampa scientifica e tecnica in lingua italiana, di conseguire una certa uniformità.

In fonometria troviamo due classi ben distinte di unità: *unità fisiche* ed *unità fisico-psico-fisiologiche* (dette anche, più brevemente, *unità psicofisiche*). Il problema è quindi analogo a quello della fotometria. Per le unità del primo gruppo si può ricorrere ad espressioni esatte, per quelle del secondo ci si deve basare su rilievi di carattere soggettivo, che sono necessariamente incerti e variabili da soggetto a soggetto.

Mentre le prime unità si possono definire in modo inequivocabile, molti e vari sono i concetti che si possono scegliere a guida nel definire e stabilire le seconde.

Unità fisiche.

2. — Un'onda acustica viene caratterizzata da una *frequenza* f (sec^{-1}) (che si esprime in Hz), da una *velocità di propagazione* c ($cm \cdot sec^{-1}$) e da una *lunghezza d'onda* λ (cm): fra queste quantità corre la nota relazione $\lambda f = c$.

In luogo della lunghezza d'onda si usa talvolta il *numero d'onda* (*Wellenzahl*) $k = 2\pi/\lambda$ (cm^{-1}), e in luogo della frequenza il *periodo* $\tau = 1/f$ (sec) o la *pulsazione* $\omega = 2\pi f$ (sec^{-1}).

(Si introduce talvolta la nozione di *livello di frequenza* $\log_2 (f_1/f_2)$;

ma non è forse opportuno considerare questa quantità, mentre si può parlare utilmente, in molti casi, di *ottave* e di *armoniche*).

La velocità di propagazione è data dalla relazione $c = \sqrt{K/\rho}$, ove K è il modulo di compressione ($g \cdot cm \cdot sec^{-2}$) e ρ la densità del mezzo ($g \cdot cm^{-3}$). Per i mezzi gassosi $K = \gamma P_0$, ove γ è il rapporto fra i calori specifici del gas a pressione costante ed a volume costante (costante adiabatica), e P_0 la pressione ambiente ($g \cdot cm^{-1} \cdot sec^{-2}$).

La velocità di propagazione nei mezzi gassosi è indipendente dalla pressione P_0 e proporzionale alla radice quadrata della temperatura assoluta : $c = 33.180 \sqrt{T/273}$ cm/sec (T temperatura assoluta in gradi centigradi).

Altra proprietà caratteristica di un mezzo è la *resistenza acustica specifica* o *resistività acustica* (in tedesco *Schallwiderstand* ed in inglese *acoustic resistance* o *radiation resistance* o *characteristic impedance of the medium*, secondo i vari autori) espressa dal prodotto ρc ($g \cdot sec^{-1} \cdot cm^{-2}$); per questa grandezza non si sono ancora proposti una unità ed un simbolo. Nell'aria la resistività acustica è 42,8 u.C.G.S. a zero gradi ed a pressione normale. A pressione H cm di Hg, ed a temperatura assoluta T :

$$(\rho\, c)_{HT} = 42{,}8 \frac{H}{76} \sqrt{\frac{273}{T}} \; g \cdot sec^{-1} \cdot cm^{-2}.$$

Nella maggior parte dei casi la velocità di propagazione e la resistività acustica (per una data pressione ed una data temperatura) sono quantità caratteristiche del mezzo di propagazione. Soltanto per onde sonore molto intense c è funzione della intensità stessa; ed in presenza di fenomeni dissipativi o di assorbimento, la velocità di propagazione è anche funzione della frequenza.

Nel caso di onde molto intense, non si ha una relazione semplice per esprimere la velocità di propagazione. La relazione differenziale :

$$(c')^2 = c^2 \left(1 + \frac{\partial a}{\partial x}\right)^{-(\gamma + 1)}$$

mostra come, essendo $\partial a/\partial x$ negativo e minore di uno in valore assoluto, per onde d'impulso o di esplosione che presentino un'ampiezza di vibrazione a, la velocità c' di propagazione possa raggiungere valori molto superiori a quelli normali c.

Se si vuole tener conto della viscosità, la velocità del suono c'' rimane legata alla c dalla relazione :

$$(c'')^2 = c^2 - \left(\frac{2\pi}{3} \frac{\nu}{\lambda}\right)^2,$$

ove ν è il coefficiente di viscosità cinematico (vedi § 7); questo per l'aria nelle condizioni normali di temperatura e di pressione è eguale a 0,132 $cm^2 \cdot sec^{-1}$, e la relazione può scriversi :

$$c'' - c = -\frac{1}{2}\left(\frac{2\pi}{3}\nu\right)^2 \frac{f^2}{c^3} = -0{,}038 \frac{f^2}{c^3} \text{ cm/sec.}$$

3. — Caratteristiche di un'onda acustica in un dato mezzo sono la *pressione acustica* p (eccesso di pressione rispetto alla pressione statica in assenza di onda acustica), l'*ampiezza di spostamento* a e la *velocità di spostamento* u (¹). Siccome si considerano in generale onde che variano sinoidalmente con il tempo, conviene usare per esse la stessa grafia adottata per le quantità elettriche alternative, e precisamente :

p , a , u valori istantanei
P_m , A_m , U_m valori massimi
P , A , U valori efficaci
P_{med} , A_{med} , U_{med} valori medi.

Alcuni autori adottano, invece di p e analoghi, i simboli Δp e analoghi, poichè effettivamente si considera una variazione di pressione da quella ambiente; non è forse conveniente per ragioni di semplicità adottare questa grafia, restando inteso che si indica con P_0 la pressione ambiente.

La pressione acustica P si esprime in dine/cm². Per questa unità di pressione va sempre più diffondendosi, nel campo della letteratura acustica e fonometrica internazionale, il nome bar; sembra ragionevole accettare tale tendenza che raccoglie un numero ognor crescente di aderenti (rinunziando invece, per la medesima unità, all'impiego dei nomi baria e microbar, cui alcuni autori europei fanno ancora ricorso riservando il nome bar all'unità 10^6 dine/cm², secondo l'uso dei meteorologi).

L'ampiezza di spostamento A si esprime in cm, la velocità di spostamento U in cm/sec.

Fra velocità di spostamento e pressione, in un dato punto del campo sonoro, esiste una relazione determinata dalla conformazione e dalle caratteristiche del campo stesso. Per una propagazione di onde piane progressive senza assorbimento, in un mezzo uniforme, il quoziente fra la pressione e la velocità di spostamento è uguale alla resistività acustica del mezzo :

$$\frac{P}{U} = \rho\, c.$$

In alcune trattazioni di carattere matematico s'introduce il concetto del *potenziale di velocità* Φ, il quale è individuato dalle relazioni :

$$\mathbf{u} = -\operatorname{grad} \Phi \quad , \quad p = \rho \frac{\partial \Phi}{\partial t},$$

ed è una grandezza scalare (cm² · sec⁻¹).

4. — L'*intensità acustica* o *intensità sonora* viene definita come l'energia acustica che nell'unità di tempo passa attraverso la superficie unitaria normale alla direzione di propagazione. Per un'onda

(¹) Queste quantità si denominano più semplicemente, quando non vi sia pericolo di equivoco, *pressione, spostamento* e *velocità*.

piana l'intensità sonora J è data dal prodotto $P\,U$ e, per quanto si è detto precedentemente, si ha anche:

$$J = \frac{P^2}{\rho\, c} = \rho\, c\, U^2 = \frac{P_m^2}{2\,\rho\, c} = \frac{\rho\, c}{2}\, U_m^2 \quad (\mathrm{g} \cdot \mathrm{sec}^{-3}).$$

L'intensità sonora si esprime in $\mathrm{erg} \cdot \mathrm{sec}^{-1} \cdot \mathrm{cm}^{-2}$ oppure in $\mu\,\mathrm{W/cm^2}$ ($1\ \mu\,\mathrm{W} = 10\ \mathrm{erg/sec}$).

Non è quindi corretto in via assoluta esprimere l'intensità sonora in termini di pressione: nell'aria a zero gradi ed a pressione normale una pressione di 1 bar corrisponde ad una intensità sonora $2{,}4 \cdot 10^{-3}\ \mu\,\mathrm{W/cm^2}$.

Può forse riuscire opportuno, a questo punto, richiamare l'attenzione sul fatto che il significato di « intensità », nel campo acustico, non presenta alcuna relazione di analogia con il significato di intensità di corrente elettrica; a differenza di quanto si verifica per altre grandezze (resistenza, impedenza, e così via), le quali figurano sia nell'acustica sia nell'elettrotecnica con significati che sotto qualche aspetto si corrispondono.

Un'altra grandezza, cui talvolta si fa riferimento, è la *densità di energia*, la quale si ottiene integrando la somma delle energie cinetica e potenziale lungo un numero intero di lunghezze d'onda e dividendo per il volume considerato. Questa quantità, che s'indica con E, è, nel caso di onde piane:

$$E = \frac{1}{4}\left(\rho\, U_m^2 + \frac{P_m^2}{\rho\, c^2}\right),$$

ed è indipendente dall'elemento di volume considerato.

Nel caso di onde progressive $P_m = \rho\, c\, U_m$, e quindi:

$$E = \frac{1}{2}\,\rho\, U_m^2 = \frac{1}{2}\,\frac{P_m^2}{\rho\, c^2};$$

nel caso, invece, di onde stazionarie:

$$E = \frac{1}{4}\,\frac{P_m^2}{\rho\, c^2},$$

quando la P_m sia misurata in un ventre di pressione.

La E ($\mathrm{g} \cdot \mathrm{cm}^{-1} \cdot \mathrm{sec}^{-2}$ ovvero $\mathrm{erg} \cdot \mathrm{cm}^{-3}$) ha le dimensioni di una pressione e può essere espressa in bar.

Per alcune misure (ad esempio per la determinazione dell'isolamento acustico) si usano i logaritmi decimali dei rapporti fra intensità sonore; il numero:

$$10 \log_{10} \frac{J_1}{J_2} = 10 \log_{10} \frac{E_1}{E_2} = 20 \log_{10} \frac{P_1}{P_2}$$

si esprime in decibel e si indica come *livello relativo di intensità* o *livello relativo di pressione* (2).

5. — Quanto si è detto per le onde piane non è valido a priori per tipi di propagazione più complessa: ad esempio per una propagazione per onde sferiche si ha:

$$P_m = \rho c \frac{\left(\frac{r\omega}{c}\right)^2 + j\,\frac{r\omega}{c}}{1 + \left(\frac{r\omega}{c}\right)^2} U_m$$

ove r è la distanza del punto considerato dal centro. Posto allora:

$$\frac{\omega r}{c} = 2\pi \frac{r}{\lambda} = k r = \operatorname{cotg} \varphi ,$$

si ha:

$$\frac{P}{U} = \rho c \cos \varphi .$$

Per quanto invece riguarda la definizione e l'espressione della intensità sonora J e della densità di energia E, per le onde sferiche valgono quelle esposte per le onde piane.

Se si eccettuano quindi alcuni punti e luoghi particolari del campo (caustiche, fuochi) si può con tutta generalità assumere per l'intensità sonora l'espressione sopra citata, anche se ciò non è completamente rigoroso dal punto di vista matematico.

6. — In numerose questioni di acustica interessa conoscere la *potenza acustica* W irradiata da una superficie vibrante: essa si esprime in watt. Se si suppone di avere un pistone di superficie S che vibri con ampiezza A_m all'estremità di un tubo, così da provocare una colonna di onde piane nel tubo stesso, la potenza acustica irradiata è data da:

$$J S = P U S = \frac{\rho c}{2} \omega^2 A_m^2 S \cdot 10^{-7} \text{ watt.}$$

La potenza acustica irradiata da una sfera pulsante, di superficie S, è:

$$\frac{\rho c}{2} \omega^2 A_m^2 S \cdot \operatorname{cotg}^2 \varphi \cdot 10^{-7} \text{ watt.}$$

La potenza acustica irradiata da una lamina rigida vibrante, a con-

(2) Con « livello di intensità sonora » si intende, come si esporrà in seguito, il livello riferito alla intensità di soglia a 1000 Hz. Non crediamo corretto esprimere in phon i « livelli relativi » or ora definiti, poichè i phon sono unità di « livello di sensazione ».

torno circolare di raggio *r*, è:

$$\frac{\rho c}{2} \omega^2 A_m^2 S \cdot 0{,}0435 \cot g^2 \varphi \cdot 10^{-7} \text{ watt.}$$

L'espressione della potenza acustica irradiata per onde piane da un pistone può anche scriversi:

$$J S = P U S = U (P S) = \frac{(P S)^2}{\rho c S} = (U S) P = (U S)^2 \frac{\rho c}{S}.$$

In base alle analogie che queste relazioni presentano con quelle relative alla potenza elettrica, s'introduce la considerazione della impedenza acustica Z_a (che in generale è la risultante di una parte reale, *resistenza acustica* R_a, e di una parte immaginaria, *reattanza acustica* X_a). Per questa grandezza però si possono dare — e in realtà si trovano usate — più di una definizione:

— Se si considerano come fattori della potenza la forza e la velocità, l'impedenza acustica, che può definirsi come il loro quoziente, assume la forma $P S/U$ ovvero $\rho c S$ ($g \cdot sec^{-1}$), ed è omogenea con un'impedenza meccanica Z_m.

— Se invece si considera la potenza acustica come il prodotto di una pressione per un flusso di velocità (o portata), si ha l'impedenza acustica definita come $P/(U S)$ ovvero $\rho c/S$, e la si misura in $g \cdot sec^{-1} \cdot cm^{-4}$; l'impedenza acustica diviene allora dimensionalmente eguale ad un'impedenza meccanica divisa per il quadrato di una superficie.

Non si può affermare in modo dirimente quale delle due definizioni presenti maggiori vantaggi rispetto all'altra. Dato che la grandezza definita nella prima maniera è omogenea con un'impedenza meccanica, sembra ragionevole conservare alla $P S/U$ il nome di *impedenza meccanica* (con le sue due componenti *resistenza meccanica* R_m e *reattanza meccanica* X_m) anche nel campo dell'acustica applicata, attribuendo invece il nome di *impedenza acustica* alla grandezza $P/(U S)$: tanto più che con quest'ultima assegnazione si accetta una tendenza che vien guadagnando sempre nuovi aderenti (« Institute of Radio Engineers », « Acoustical Society of America », « Commission restreinte du Comité Consultatif International Téléphonique »).

Da parte di alcuni autori è stato proposto il nome di ohm acustico per l'unità C. G. S. di impedenza acustica.

Una terza definizione è stata anche proposta: secondo la quale l'impedenza acustica sarebbe il quoziente fra pressione e velocità. Ma non è opportuno considerare questa quantità come impedenza acustica, sì bene come *impedenza acustica specifica*, detta anche dal Kennelly « densità di impedenza acustica » ($g \cdot sec^{-1} \cdot cm^{-2}$); il nome di « impedenza acustica specifica » per la grandezza P/U va d'accordo con quello di « impedenza acustica » attribuito al quoziente $P/(U S)$, e con quello di « resistività acustica » (o « resistenza acustica specifica ») assunto — in casi precedentemente considerati — per il prodotto ρc.

7. — Quando si considera il passaggio di un'onda sonora da un mezzo avente un'impedenza acustica Z_{a1} a un mezzo avente un'impedenza acustica Z_{a2}, si generano fenomeni di riflessione e di trasmissione: il rapporto fra la velocità U_1' dell'onda riflessa e la velocità U_1 dell'onda incidente è il *coefficiente di riflessione*, mentre il rapporto fra la velocità U_2 dell'onda trasmessa e la velocità U_1 dell'onda incidente è il *coefficiente di trasmissione*: le espressioni di tali coefficienti sono:

$$\frac{U_1'}{U_1} = \frac{Z_{a2} - Z_{a1}}{Z_{a2} + Z_{a1}}, \quad \frac{U_2}{U_1} = \frac{2\,Z_{a1}}{Z_{a2} + Z_{a1}}.$$

L'impedenza acustica di un dato mezzo può essere espressa da un numero complesso: quindi anche i coefficienti di riflessione e di trasmissione possono essere numeri complessi.

Si definisce *potere di trasmissione* o *trasmittente* il rapporto fra l'intensità sonora trasmessa e quella incidente, e *potere di riflessione* o *riflettente* il rapporto fra l'intensità sonora riflessa e quella trasmessa. Il potere trasmittente è dato dall'espressione:

$$\text{mod}\,\frac{4\,Z_{a1}\,Z_{a2}}{(Z_{a1} + Z_{a2})^2},$$

ed il potere riflettente dalla:

$$\text{mod}\left(\frac{Z_{a1} - Z_{a2}}{Z_{a1} + Z_{a2}}\right)^2.$$

Mentre i fenomeni di trasmissione e di riflessione sopra accennati si originano per effetto delle discontinuità del mezzo, si deve tener conto anche dei fenomeni dissipativi che hanno luogo in seno ad esso; per ciò si introduce un *coefficiente di assorbimento*, il quale per un'onda piana e progressiva può essere definito dalla espressione:

$$-\frac{d\,P/d\,x}{P}.$$

Il coefficiente di assorbimento è misurato in cm^{-1}, è sempre reale e rappresenta l'inverso dello spessore che un'onda sonora deve attraversare, affinchè la pressione si riduca ad $1/e$ di quella iniziale.

L'assorbimento, nel caso di propagazione nell'aria supposta omogenea materialmente e cinematicamente, è dovuto all'attrito interno ed a fenomeni di irraggiamento e conduzione termica fra strati successivi del fluido. Gli effetti d'attrito dipendono dal coefficiente $\nu = \mu/\rho$ (ove μ è il coefficiente di viscosità), che fu indicato da Maxwell come « coefficiente di viscosità cinematico » e che per l'aria nelle condizioni normali di temperatura e di pressione assume il valore $0{,}132\ cm^2 \cdot sec^{-1}$; si dimostra che il coefficiente di assorbimento per attrito può scriversi:

$$\frac{2}{3}(2\,\pi)^2\,\frac{\nu\,f^2}{c^3},$$

onde nell'aria nelle solite condizioni vale circa $9{,}5 \cdot 10^{-14} \cdot f^2\ cm^{-1}$.

I fenomeni di natura termica danno luogo a un coefficiente di assorbimento :

$$\frac{1}{2}\,\frac{\gamma - 1}{\gamma}\,(2\,\pi)^2\,\frac{\nu'\,f^2}{c^3}\,,$$

ove ν' è una quantità funzione delle proprietà termiche del gas, omogenea ad un coefficiente di viscosità cinematico ed eguale, nell'aria in condizioni normali, a 0,26 $cm^2 \cdot sec^{-1}$; in tal caso, perciò, questo coefficiente di assorbimento risulta circa $4{,}1 \cdot 10^{-14} \cdot f^2$ cm^{-1}. Ulteriori effetti di assorbimento si sono constatati sperimentalmente e sono attribuiti alla presenza di impurità.

Un altro tipo di assorbimento si ha, nella propagazione di onde piane entro tubi, per effetto d'attrito del fluido contro le pareti. Se la quantità $r\sqrt{\rho\,\omega/\mu}$ (ove r è il raggio del tubo e μ il già citato coefficiente di viscosità) non è maggiore dell'unità, si hanno i fenomeni dei tubi sottili; in tal caso il coefficiente di assorbimento è approssimativamente eguale a :

$$\frac{\sqrt{\pi\,f\,\nu}}{r\,c}\,,$$

la velocità di propagazione diviene, con qualche approssimazione :

$$c''' = c\left(1 - \frac{1}{2\,r}\sqrt{\frac{\nu}{\pi\,f}}\right),$$

e la resistività acustica :

$$\rho\,c\left(1 + \frac{1}{2\,r}\sqrt{\frac{\nu}{\pi\,f}}\right).$$

Nella maggior parte dei casi pratici, piuttosto che l'analisi dei singoli fenomeni di riflessione, trasmissione e assorbimento, interessa la conoscenza del comportamento risultante, del corpo o del materiale in esame, nei riguardi dei suoni che lo investono. S'introduce allora il concetto di *potere assorbente* α, definito come il rapporto fra l'intensità sonora assorbita e quella incidente; lo si usa indicare come dato caratteristico dei materiali assorbenti. (Può riuscire non inopportuno, a questo punto, mettere in guardia contro l'equivoco di ritenere il potere assorbente legato al già definito coefficiente di assorbimento da una dipendenza concettuale analoga a quella che intercorre fra i poteri riflettente e trasmittente ed i rispettivi coefficienti di riflessione e di trasmissione; il potere assorbente, che qui si introduce e che ha una notevole importanza pratica, è più ampiamente comprensivo : esso costituisce un indice di comportamento risultante e congloba l'effetto di più fenomeni).

8. — Per i calcoli che interessano nello studio delle proprietà acustiche dei locali, si moltiplicano i poteri riflettenti ed assorbenti per le superficie di parete ricoperte con i diversi materiali ; le somme dei prodotti delle aree parziali per i rispettivi valori dei suddetti poteri

danno la *riflessione* e l'*assorbimento* delle pareti considerate. Si può anche parlare dell'assorbimento di una persona o di un oggetto: lo si valuta con lo stesso criterio già accennato per le pareti.

L'assorbimento, che si ottiene come prodotto di un potere assorbente per una superficie, ha le dimensioni di una superficie. E' stato proposto di misurarlo in sabine (Sb): una superficie ha 1 sabine di assorbimento, se essa assorbe il suono come un piede quadrato di superficie perfettamente assorbente. Una superficie perfettamente assorbente è la così detta « finestra aperta »; da alcuni autori è stato anche proposto di dare all'unità di assorbimento, definita come sopra, il nome di « unità di finestra aperta » (*Open Window Unit*, O W U). Non conviene adottare queste unità, le quali si basano sul sistema inglese di misure, mentre sarebbe opportuna una unità basata sul sistema metrico decimale.

In acustica architettonica ha grande importanza il concetto di *tempo di riverberazione* di un ambiente, che si può valutare in secondi con la relazione:

$$t_{60} = \frac{0{,}161\ V}{-(\Sigma S_n) \log_e (1 - \alpha_{med})},$$

ove V è il volume del locale in m^3, S_n sono le superficie in m^2 dei singoli tratti di parete e α_{med} è il potere assorbente medio ottenuto come $(\Sigma\, \alpha_n S_n)/\Sigma S_n$ in base ai poteri assorbenti α_n dei singoli tratti; le sommatorie s'intendono estese a tutto il complesso delle pareti. La grafia t_{60} sta ad indicare che il tempo di riverberazione viene definito come il tempo che impiega l'intensità sonora a diminuire di 60 decibel (cioè a variare nel rapporto di 1 a 10^{-6}) dal momento in cui cessa la causa che produce il suono.

Per ambienti non molto sordi risulta sufficientemente approssimata l'espressione:

$$t_{60} = \frac{0{,}161\ V}{\Sigma\, \alpha_n S_n}.$$

Inoltre, se W è la potenza acustica di una sorgente sonora che vi sia in funzione a regime, la densità d'energia nell'ambiente può scriversi:

$$E = \frac{4\ W}{c\ \Sigma\, \alpha_n S_n}.$$

e l'intensità sonora:

$$J = \frac{W}{\Sigma\, \alpha_n S_n}.$$

Nello studio delle proprietà acustiche di una parete, di un tramezzo e simili, si definisce come loro *isolamento* il valore:

$$10 \log_{10} \frac{J_1}{J_2} \text{ decibel,}$$

ove J_2 è l'intensità sonora nell'ambiente isolato ed J_1 è l'intensità

sonora nell'ambiente adiacente, separato dall'altro per mezzo della parete in prova e nel quale si genera un rumore o un suono.

Per le misure pratiche di isolamento, che si eseguono in ambienti adiacenti, a pareti riflettenti e separati dal tramezzo in esame, vengono seguiti due procedimenti diversi: nel primo, si confrontano i valori dell'intensità sonora nei due ambienti separati dal tramezzo; nel secondo, si misura successivamente l'intensità sonora, sempre entro il secondo ambiente, prima senza e poi con il tramezzo isolante che lo separa dall'ambiente ove si produce il suono.

A norma della definizione data per l'isolamento, soltanto il primo dei due metodi è corretto: un semplice esempio permette di constatare facilmente come misure eseguite sullo stesso tramezzo con i due procedimenti possano dar luogo a risultati diversi.

Si suppongano i due ambienti contigui, di forma cubica di lato l, con pareti che presentino un potere assorbente α, mentre quello del tramezzo sia α_1; la potenza della sorgente sonora sia W. Presente il tramezzo, nel primo ambiente l'intensità sonora media diffusa ha il valore: $W/(\Sigma\, \alpha_n S_n) = W/[(5\,\alpha + \alpha_1)\, l^2]$, nel secondo: $(W/k)/[(5\,\alpha + \alpha_1)\, l^2]$ (ove k è un coefficiente che tiene conto dell'isolamento del tramezzo); senza il tramezzo, nei due ambienti si ha: $W/(10\,\alpha\, l^2)$. Col primo metodo di misura l'isolamento risulta: $10 \log_{10} k$; col secondo invece: $10 \log_{10} [k\,(5\,\alpha + \alpha_1)/(10\,\alpha)]$.

9. — Un particolare sistema di unità e di misure è stato proposto dal Petzold, il quale ha ritenuto di poter seguire per la fonometria la stessa via usata per la fotometria, basando tutto un sistema di unità sull'adozione di un campione ben determinato e costante.

La sorgente sonora campione (*Helmholtzpfeife*) consta di una canna d'organo di dimensioni definite, che, alimentata alla pressione di 12 cm di mercurio, emette un suono di 290 Hz. Come unità fondamentale di intensità sonora (*Schallstärke*) si assume la potenza irradiata per angolo solido unitario dalla detta sorgente; a tale unità si assegna lo stesso nome di helmholtzpfeife.

La sonorità di superficie (*Flächenlaute*), corrispondente alla luminosità in lambert, è l'intensità emessa per unità di superficie emittente.

Il flusso sonoro (*Schallstrom*) che colpisce una superficie S distante x da una sorgente puntiforme di J helmholtzpfeife è dato da $J\,(S/x^2)$ e si indica in phon; esso corrisponde al flusso luminoso in lumen.

Infine l'impressione sonora (*Schallreiz*) è l'intensità incidente per unità di superficie; valutata in vox, corrisponde all'illuminazione in lux.

Questo sistema di unità non ha avuto molta diffusione e si presta a numerose critiche, pur avendo alcuni vantaggi: per ora basti ricordare che la definizione di phon con questo sistema nulla ha a che fare con quella che verrà data in seguito e che è ormai largamente accettata.

Unità psicofisiche.

10. — Quando si voglia esprimere quantitativamente l'entità della impressione fisiologica provocata da un suono che colpisce il nostro orecchio, si può procedere per vie diverse; ma in ogni caso si deve abbandonare un sistema preciso di unità di carattere fisico, e ci si deve basare sulle proprietà del proprio orecchio o riferire alle pro-

prietà di un orecchio medio, le quali vengono dedotte come medie di determinazioni su numerosi soggetti.

Un punto di riferimento di grande importanza è la soglia di udibilità, ossia l'intensità sonora minima che il nostro orecchio può ancora percepire; tale intensità è funzione della frequenza. Da diversi autori sono stati ricavati i valori di soglia: i dati raccolti nella fig. 1 dimostrano quale sia l'incertezza che si ha nel definire, nei riguardi della soglia, un orecchio medio. Nella zona di massima udibilità l'incertezza sta fra il millesimo ed il decimillesimo di bar.

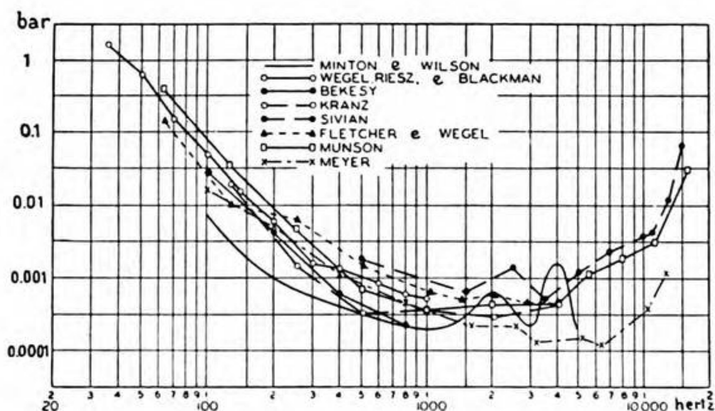


Fig. 1. — Pressione di soglia in funzione della frequenza, secondo vari autori.

E' stata proposta dallo Janovsky una formula di carattere empirico per esprimere la condizione di soglia:

$$- \log_{10} P_{sf} = 3{,}63 - (3{,}361 - \log_{10} f)^2,$$

ove con P_{sf} si indica la pressione di soglia (in bar) per la frequenza f (in hertz).

Se si indica altresì con J_{sf} l'intensità sonora di soglia, si considerano i livelli d'intensità e di pressione relativi alla soglia, espressi rispettivamente, per suoni d'intensità sonora J, pressione acustica P e frequenza f, da:

$$10 \log_{10} \frac{J}{J_{sf}} \quad \text{e} \quad 20 \log_{10} \frac{P}{P_{sf}};$$

essi sono misurati in decibel. Per suoni di frequenza 1000 Hz tali quantità si definiscono *livello d'intensità* e *livello di pressione*.

11. — Per dare una misura di impressione soggettiva (*livello di sensazione*) sono stati proposti due metodi, che si basano su principi diversi.

Secondo un primo metodo la impressione soggettiva di un suono viene espressa in decibel, con riferimento alla intensità di soglia per un suono qualitativamente eguale a quello in esame. Ad esempio, una definizione proposta in Francia di livello di sensazione è: « il valore in decibel dell'intensità acustica del suono considerata in rapporto all'intensità acustica corrispondente alla soglia di udibilità per quel suono » (3).

Con il secondo metodo si confronta il suono in esame con il suono emesso da una sorgente a 1000 Hz, variando l'intensità sonora della sorgente di confronto fino a che non si ha una sensazione sog-

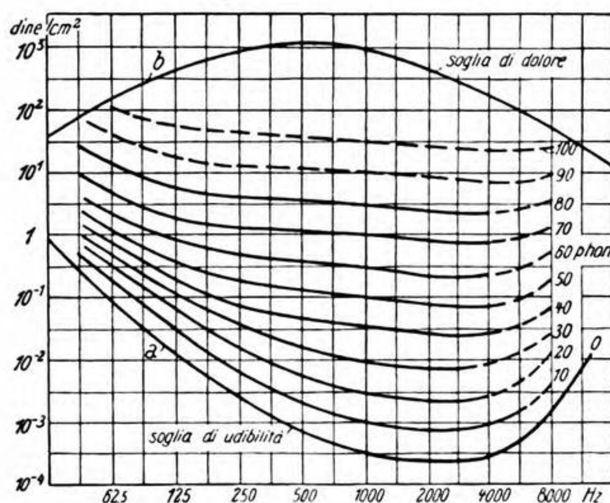


Fig. 2. — Audiogramma (Kingsbury).

gettiva eguale: si assume, come livello di sensazione per il suono in esame, il livello di intensità sonora della sorgente di paragone. Tale livello di sensazione si esprime in phon; gli americani usano, anche per questa grandezza, l'unità decibel, ma è buona norma distinguere l'unità di livello di sensazione con un nome diverso. (Il livello di sensazione è quella quantità che dà una rappresentazione della intensità soggettiva, o « forza » di un suono. E' forse opportuno specificare che a tal proposito è rigoroso parlare di un « livello di sensazione » e non di una « intensità » vera e propria, poichè questa espressione ha già per conto suo un significato fisico diverso, ben preciso. Si potrà parlare di un suono o di un rumore di x phon, ma non di una intensità di x phon).

Questo secondo metodo è quello che ormai incontra più favore e tende a venire generalmente adottato. Elemento base di tutto il sistema di misura diviene il valore dell'intensità o della pressione di

(3) Revue d'Acoustique, 1932, I, p. 168.

soglia a 1000 Hz: gli americani assumono $P_{s\,1000} = 0{,}0002$ bar, dei tedeschi alcuni 0,000316, altri 0,0005 bar.

Fra le varie proposte (per le norme americane e tedesche rimandiamo alle appendici II e III, ove sono riportate per esteso) specifichiamo chiaramente qui appresso quelle che si presentano come meglio accettabili, onde potrebbero assumersi per l'impiego normale:

1°) Il *livello di intensità sonora* e il *livello di pressione*, che si definiscono soltanto per suoni di 1000 Hz, sono $10 \log_{10} (J/J_{s\,1000})$ e $20 \log_{10} (P/P_{s\,1000})$; essi vengono espressi in decibel, od anche in phon

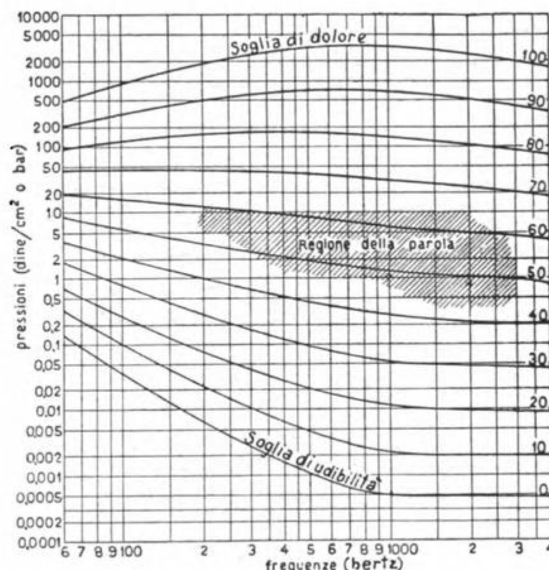


Fig. 3. — Audiogramma (Oplinger).

(vedi appresso). Secondo le proposte americane $J_{s\,1000} = 10^{-16}$ watt/cm², $P_{s\,1000} = 0{,}0002$ bar.

2°) Il *livello di sensazione* L di un suono è il livello di intensità sonora, o di pressione, di una sorgente di confronto, a 1000 Hz, che produca una eguale sensazione soggettiva; viene espresso in phon. (Per un suono di 1000 Hz il livello di sensazione è eguale ai livelli di intensità sonora e di pressione, e quindi anche per questi può accettarsi l'indicazione in phon).

3°) Per avere una relazione fra livello di intensità, o di pressione, e livello di sensazione per suoni puri a varie frequenze, si ricorre ad appositi grafici (*audiogrammi*), frutto di accurate esperienze.

12. — Bisogna qui constatare che, se confrontiamo audiogrammi riportati da autori diversi (fig. 2, 3, 4), troviamo notevoli differenze fra di essi: e d'altra parte così deve essere perchè gli scarti fra le pro-

prietà fisiologiche dell'orecchio umano normale sono grandissime. Sta in ciò uno dei principali motivi per cui tutte queste valutazioni sono necessariamente solo approssimate, onde finiscono per riuscire talvolta, in pratica, validi ed accettabili contemporaneamente valori numerici ricavati con procedimenti e con convenzioni alquanto diverse: il che, se può apparire semplificante nella tecnica ordinaria, costituisce invece una non lieve complicazione qualora la materia si voglia trattare con qualche rigore.

Ci si può allora domandare: dacchè non è possibile ricorrere ad audiogrammi che sintetizzino fedelmente le proprietà effettive del-

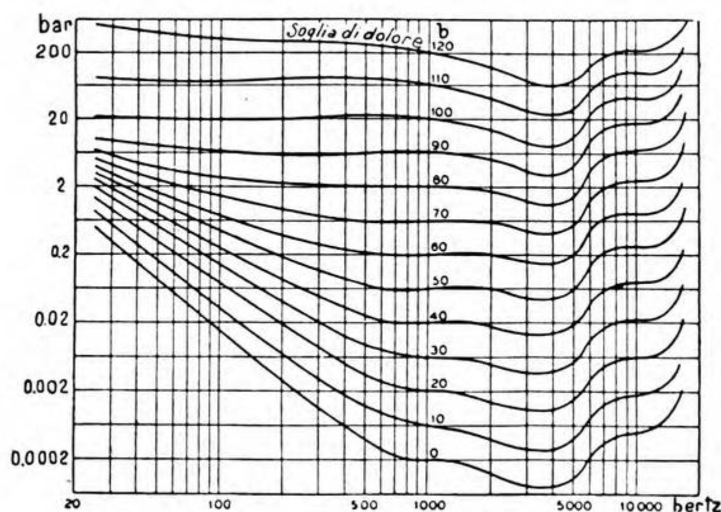


Fig. 4. — Audiogramma (Fletcher e Munson).

l'orecchio umano, e nell'incertezza della scelta fra i dati di diversi autori, non sarebbe molto più comodo, e forse anche razionale, ricorrere ad un audiogramma fittizio, semplificato? il quale presenti un andamento sufficientemente prossimo al vero (in ogni caso sempre compreso entro gli scarti fra i vari audiogrammi reali) e nello stesso tempo abbia proprietà geometriche e fisiche tali da semplificare le misure e da renderne possibile un'interpretazione sufficientemente attendibile rispetto alla realtà.

Alcuni tentativi sono stati fatti in questo senso: ricorderemo la proposta di assumere come pressione di riferimento quella corrispondente a 70 phon (1 bar), eguale per tutte le frequenze (infatti in molti audiogrammi la linea dei 70 phon si mantiene, per largo tratto, sensibilmente orizzontale, con scarto inferiore ai 5 phon): il livello di sensazione verrebbe stabilito suddividendo con linee equidistanti lo spazio fra la retta dei 70 phon e la linea di soglia.

Concetto analogo segue lo Janovsky proponendo di assumere come fondamentali le linee di soglia di udibilità e di sensazione dolorosa: fra

questi due estremi l'audiogramma viene diviso in 100 strisce, con 99 linee equidistanti di egual livello. L'espressione del livello di sensazione L è allora:

$$L = C\ (\log_{10} P - \log_{10} P_{sf})\ \text{phon},$$

nella quale:

$$C = 19{,}9 + 10\ (3{,}1 - \log_{10} f)^2,$$

e, come si è già detto:

$$-\log_{10} P_{sf} = 3{,}63 - (3{,}361 - \log_{10} f)^2.$$

Infine si può assumere come audiogramma un sistema di curve ottenute per semplice traslazione, parallela all'asse delle ordinate, della curva di soglia d'udibilità nel diagramma logaritmico che s'impiega normalmente per gli audiogrammi. In tal caso il livello di sensazione sarebbe dato da:

$$L = 20 \log_{10} \frac{P}{P_{sf}},$$

ove P_{sf} è la pressione di soglia per la frequenza in esame: si ricade cioè nell'espressione riportata precedentemente (vedi § 10) per il livello di pressione relativo alla soglia, il quale, nel caso particolare dell'audiogramma supposto, rimane costante a tutte le frequenze e quindi eguale anche al livello di pressione (per 1000 Hz).

13. — E' però bene chiarire come si possa accettare soltanto con ampie riserve un sistema che si basa su riferimenti alla soglia, perchè innanzi tutto esso assume come origine della scala una quantità estremamente difficile a determinarsi, ed in secondo luogo, col riferimento ai livelli di intensità sonora, esso procurerebbe una scala fisiologicamente razionale soltanto se la legge di Fechner fosse verificata fino dalla soglia. Se si esamina invece il diagramma di fig. 5 ([4]), si constata che solo per valori di livello di sensazione sufficientemente elevati si verificano la costanza del rapporto $\Delta J/J$ (ove ΔJ è il minimo valore ancora percettibile delle differenze d'intensità) e quindi la proporzionalità fra il livello di sensazione e l'eccitazione che produce tale sensazione.

Sarebbe quindi razionale, piuttosto, una scala che partisse con riferimento dall'alto, con conseguente errore di valutazione soltanto per i valori di pressione prossimi alla soglia. A questo criterio si adeguano, almeno formalmente, le norme tedesche (riportate nell'appendice III), in quanto stabiliscono, come pressione di riferimento a 1000 Hz, la pressione di 1 dina/cm^2, cui fanno corrispondere per definizione il livello di sensazione di 70 phon. E' in base a tale criterio che sono state graduate le curve dell'audiogramma di fig. 2.

Ad ogni modo, con le unità di misura finora illustrate e nei limiti di validità della legge di Fechner, è degna di rilievo la coinci-

([4]) U. Bordoni: L'Elettrot., 1927, XIV, p. 760.

denza che, quando la differenza di livello di sensazione di due suoni di ugual frequenza scende al disotto di 1 phon, l'orecchio umano medio non ne avverte più la diversità e li percepisce come uguali: in altre parole il phon corrisponde con una certa approssimazione alla soglia differenziale.

14. — Le considerazioni fin qui svolte sono valide per suoni semplici, ma le cose si complicano ulteriormente per i suoni complessi o di carattere transitorio. In verità, anche per questi la valutazione pratica del livello di sensazione è già abbastanza diffusa nella tecnica

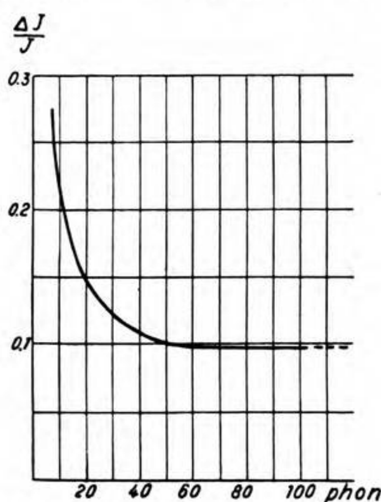


Fig. 5. — Valori del rapporto $\Delta J/J$ in funzione del livello di sensazione.

fonometrica; sia che s'impieghino metodi di misura obiettivi (valutazione sperimentale dell'intensità sonora), sia che s'impieghino metodi di misura soggettivi (confronto diretto dell'entità di sensazioni uditive), il criterio comunemente seguito per valutare il livello di sensazione di suoni comunque complessi è quello del paragone mediato o immediato con suoni puri, fino ad ottenere impressioni fisiologiche quantitativamente uguali. A semplice titolo di esempio e di grossolano orientamento, nella fig. 6 è stata raccolta, da elementi forniti da vari sperimentatori, una specie di scala numerica dei livelli di sensazione in phon, che corrispondono approssimativamente ad alcuni tipi di rumori.

Se però si desiderano specificazioni esatte, la questione si presenta assai più complicata. Per interpretare e definire un livello di sensazione per questi suoni, molte teorie sono state proposte (Steinberg, Steudel, Fletcher e Munson), ma non si può affermare che i vari fenomeni siano ancora stati schematizzati (se pure è possibile) in un quadro sufficientemente semplice ed attendibile, per poter

estendere con rigore le definizioni di livello di sensazione a suoni più complessi.

Per ora sarebbe già un buon progresso disporre di un audiogramma ben definito, da assumere come norma e guida per tutte le misure di suoni e di rumori. Nello stabilirlo bisognerebbe tener presente che esso dovrà anche servire di base alla costruzione di fono-

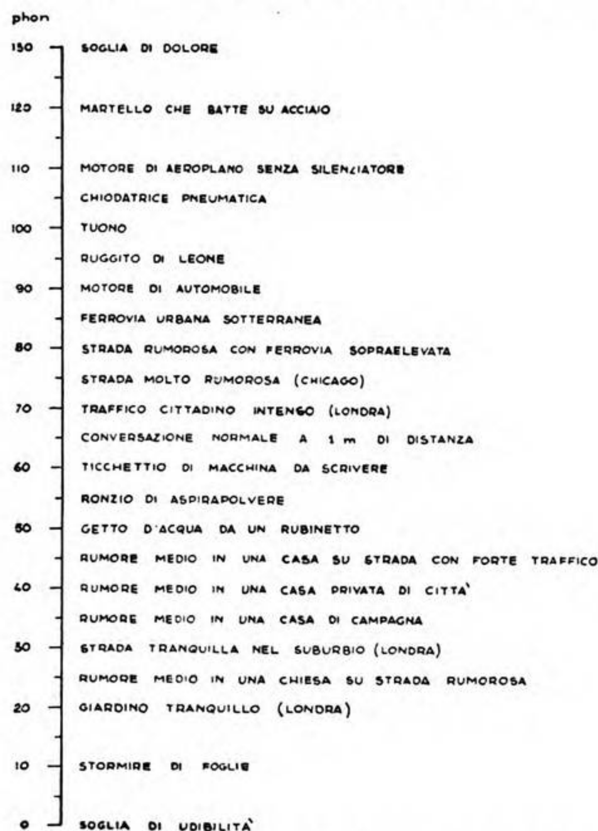


Fig. 6. — Livelli di sensazione in phon per alcuni tipi di rumori.

metri fisici; sarebbe quindi necessario cercare un compromesso che, pur rispettando da vicino la realtà dei fatti, rendesse possibile la costruzione di tali apparecchi senza eccessive difficoltà.

Gli autori desiderano manifestare il loro ringraziamento al prof. Vallauri per i consigli e la guida nel corso di questo lavoro.

Torino - Scuola Elettrotecnica « Galileo Ferraris »
del R. Istituto Superiore d'Ingegneria.

APPENDICE I.

Quadro riassuntivo.

Grandezze	Dimensioni	Simboli	Unità di uso pratico
Frequenza	T^{-1}	f	sec^{-1}, Hz
Velocità di propagazione	$L\,T^{-1}$	c	cm/sec
Lunghezza d'onda	L	λ	cm
Numero d'onda	L^{-1}	k	
Periodo	T	τ	sec
Pulsazione	T^{-1}	ω	
Modulo di compressione	$L\,M\,T^{-2}$	K	
Densità del mezzo	$L^{-3}\,M$	ϱ	g/cm^3
Rapporto dei calori specifici		γ	
Pressione ambiente	$L^{-1}\,M\,T^{-2}$	P_0	mm di Hg, tor
Temperatura assoluta		T	grado centigrado
Resistenza acustica specifica	$L^{-2}\,M\,T^{-1}$		
Pressione acustica	$L^{-1}\,M\,T^{-2}$	p, P, P_m	bar
Ampiezza di spostamento	L	a, A, A_m	cm
Velocità di spostamento	$L\,T^{-1}$	u, U, U_m	cm/sec
Potenziale di velocità	$L^2\,T^{-1}$	φ, Φ, Φ_m	
Intensità sonora	$M\,T^{-3}$	J	$erg/(sec \cdot cm^2)$, W/cm^2
Densità di energia	$L^{-1}\,M\,T^{-2}$	E	erg/cm^3, bar
Livello relativo d'intensità			decibel
Livello relativo di pressione			decibel
Potenza acustica	$L^2\,M\,T^{-3}$	W	W
Impedenza meccanica	$M\,T^{-1}$	Z_m	
Resistenza meccanica	$M\,T^{-1}$	R_m	
Reattanza meccanica	$M\,T^{-1}$	X_m	
Impedenza acustica	$L^{-4}\,M\,T^{-1}$	Z_a	
Resistenza acustica	$L^{-4}\,M\,T^{-1}$	R_a	
Reattanza acustica	$L^{-4}\,M\,T^{-1}$	X_a	
Impedenza acustica specifica	$L^{-2}\,M\,T^{-1}$		
Coefficiente di assorbimento	L^{-1}		
Coefficiente di viscosità	$L^{-1}\,M\,T^{-1}$	μ	
Coefficiente di viscosità cinematico	$L^2\,T^{-1}$	ν	
Potere assorbente		α	
Assorbimento	L^2		
Tempo di riverberazione	T	t_{60}	sec
Isolamento			decibel
Intensità di soglia a f Hz	$M\,T^{-3}$	J_{sf}	$erg/(sec \cdot cm^2)$, W/cm^2
Pressione di soglia a f Hz	$L^{-1}\,M\,T^{-2}$	P_{sf}	bar
Livello d'intensità (a 1000 Hz)			decibel, phon
Livello di pressione (a 1000 Hz)			decibel, phon
Livello di sensazione		L	phon

APPENDICE II.

Proposte americane di norme, adottate dall'A. S. A. (« American Standards Association ») (5).

Intensità sonora (I). L'intensità sonora di un campo sonoro, in una determinata direzione, in un dato punto, è l'energia sonora trasmessa per unità di tempo, nella direzione specificata, attraverso l'unità di superficie normale a quella direzione. L'unità è l'erg/(sec · cm^2) oppure il W/cm^2.

Nota a) — L'intensità sonora in una direzione a è data dall'equazione:

$$I_a = \frac{1}{T} \int_0^T p\, v_a\, d t$$

ove T è il periodo, p la pressione istantanea del suono e v_a la componente nella direzione a della velocità istantanea.

Nota b) — Nel caso di un'onda libera, piana o sferica, progressiva, se P è la pressione del suono in bar, c la velocità di propagazione in cm/sec, in un mezzo di densità ρ (g/cm^3), l'intensità sonora nella direzione di propagazione è data da:

$$I = \frac{P^2}{\rho c} \text{ erg/(sec} \cdot \text{cm}^2\text{)}.$$

Questa stessa relazione può essere spesso usata in pratica con sufficiente precisione per calcolare l'intensità in un punto vicino alla sorgente, con sole misure di pressione. In campi sonori più complicati questi risultati possono differire notevolmente dai valori veri.

1. — L'intensità sonora di riferimento per i confronti di livello di intensità è di 10^{-16} W/cm^2. Per un'onda progressiva piana o sferica nell'aria questo corrisponde a una pressione il cui valore efficace è dato dalla formula:

$$P = 0{,}000207 \sqrt{\frac{H}{76} \sqrt{\frac{273}{T}}}$$

ove P è espresso in bar, H è l'altezza del barometro in cm e T la temperatura assoluta. A 20° C e 76 cm di Hg, $P = 0{,}000204$ bar.

2. — Il livello d'intensità di un suono è il numero di decibel sopra il livello di riferimento.

3. — Il livello di pressione di un suono è dato da $20 \log_{10} (P/P_0)$. La sua unità è il decibel.

4. — La pressione di riferimento per le misure di pressione sonora è 0,0002 bar.

(5) J.A.S.A., 1933, V, p. 109.

5. — Un'onda piana o sferica di frequenza 1000 Hz sarà usata come onda di riferimento per il confronto delle sensazioni (*loudness*).

6. — Il livello di sensazione di un suono è il livello di intensità sonora del tono di riferimento che dà eguale sensazione del tono in esame.

7. — Nell'osservare la sensazione di riferimento l'osservatore dovrà esser rivolto verso la sorgente (che deve essere di piccole

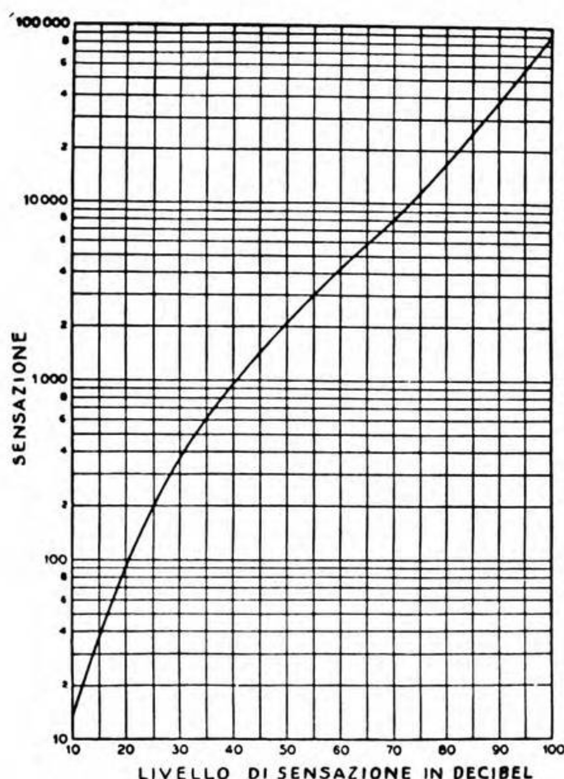


Fig. 7. — Relazione fra sensazione e livello di sensazione.

dimensioni) ed ascoltarla con entrambe le orecchie, in una posizione tale che la distanza della sorgente dalla linea che unisce le orecchie sia 1 m.

8. — Il livello di sensazione di un tono puro che si propaga nell'aria con onda piana o sferica di frequenza f Hz e di livello di intensità b decibel, è definito dalle curve di fig. 4.

9. — Finchè non saranno disponibili dati più precisi, la relazione fra sensazione e livello di sensazione sarà data dalla curva di fig. 7.

APPENDICE III.

Norme tedesche proposte dall'A. E. F. (« Ausschuss für Einheiten und Formelgrössen ») (6).

1. — Il livello di sensazione (*Lautstärke*) di un suono viene determinato per paragone con un suono di riferimento.

2. — Come suono di riferimento si adotta un'onda piana, progressiva, sinoidale, di frequenza 1000 Hz, che giunge di fronte all'osservatore, il quale tiene un orecchio chiuso.

3. — Come misura del livello di sensazione si sceglie il livello di sensazione del suono di riferimento: di questo, si sceglie come misura dell'intensità sonora la potenza N che attraversa l'unità di superficie.

4. — La scala del livello di sensazione è logaritmica; se N_1 ed N_2 sono due intensità sonore del suono di riferimento, il livello di sensazione relativo è $10 \log_{10} (N_1/N_2)$ phon; se P_1 e P_2 sono le pressioni corrispondenti, il livello di sensazione relativo è $20 \log_{10} (P_1/P_2)$ phon.

5. — Il punto di riferimento viene stabilito in modo tale che, per una pressione di una dina per centimetro quadrato, si abbia un livello di sensazione di 70 phon.

6. — Un suono di riferimento, di pressione P e di intensità sonora N, presenta un livello di sensazione $10 \log_{10} (N/N_0)$ ovvero $20 \log_{10} (P/P_0)$ phon, ove, dal comma 5, $P_0 = 10^{-3,5} = 0{,}000316$ dine/cm^2.

---

(6) E.T.Z., 1932, LIII, p. 140.

TARATURE DI MICROFONI

RICCARDO GATTI

Si specifica anzitutto che cosa si intenda per taratura di un microfono ed entro quali limiti occorra definirne le modalità. Si espongono poi i metodi per attuarla, classificandoli nelle due categorie di metodi di taratura a campo costante e metodi di taratura a pressione costante; si chiariscono gli elementi che intervengono nell'attuazione di ciascuno di tali metodi e che sono da portare in conto per la valutazione dei risultati. L'interpretazione esatta di questi ultimi ha una importanza considerevole, tanto se l'apparecchio è destinato a scopi di misura, quanto se lo si vuole impiegare nel campo della tecnica ordinaria. Si dà infine cenno del grado di esattezza con cui si possono stabilire le caratteristiche di un dato microfono, e della costanza di queste rispetto al tempo.

1. - Generalità.

Nel campo delle comunicazioni telefoniche propriamente dette il maggiore ostacolo, che si oppone al conseguimento di una fedele riproduzione della parola, è forse costituito dalle proprietà della linea di trasmissione. Non così accade nelle comunicazioni telefoniche per via radio, dove le possibilità di trasmissione consentono di soddisfare in modo presso che perfetto anche alle più severe esigenze di ordine artistico. E' allora al microfono, che si richiede di tradurre fedelmente la intera gamma di vibrazioni sonore percepibili dall'orecchio umano, gamma di suoni che per una buona media degli individui si può considerare estesa a tutto l'intervallo fra i 50 ed i 15.000 Hz, cioè a poco più che 8 ottave.

L'ultimo decennio è stato caratterizzato dal fiorire di studi intesi a perfezionare il microfono ed ha visto apparire, accanto a forme sempre più accurate del classico apparecchio a capsula, i microfoni a carbone differenziali, i microfoni a condensatore, i microfoni elettromagnetici, i microfoni a nastro, i microfoni a correnti parassite. Come conseguenza, parallelamente a tali studi, si è sviluppata una nuova tecnica delle misure elettroacustiche ed in particolare quella delle tarature microfoniche. Di queste vogliamo brevemente far cenno.

Consideriamo il microfono come un generatore di f.e.m. e, che funziona per effetto di una pressione acustica p, ed ammettiamo, almeno per ora, che pressione agente e f.e.m. generata siano ambedue grandezze armoniche semplici (di egual frequenza) e che, per di più, esse varino proporzionalmente l'una all'altra (a pari frequenza) nei limiti entro i quali intendiamo sperimentare. Se E e P sono ad esempio i valori efficaci, o massimi, delle grandezze corrispondenti, la taratura del microfono su una data frequenza consiste allora nella determinazione del rapporto E/P, e la taratura completa nella deter-

minazione della legge di dipendenza:

$$\frac{E}{P} = \varphi\ (f)$$

nei limiti di frequenza f che interessano.

Le ipotesi semplificative ora accennate, e specialmente la costanza del rapporto E/P al variare di P e di E, non sono in realtà valide. Ne segue che per ogni metodo di taratura occorre definire molteplici modalità di esecuzione e che la scelta fra i vari metodi viene di solito fatta seguendo la guida di particolari criteri, come ad esempio quello di allontanarsi il meno possibile dalle condizioni di lavoro a cui presumibilmente il microfono è destinato, oppure quello di operare in tal modo, che sia facilmente riproducibile per lo stesso microfono e per tutta una serie di apparati di analogo tipo fondamentale.

Possono, secondo i casi, rispondere più o meno esattamente al primo dei criteri ora accennati le tarature dette *a campo costante* (P espresso in termini di unità di pressione dell'onda sonora piana) o quelle dette *a pressione costante* (P espresso in termini di unità di pressione sul diaframma); rispondono praticamente al secondo criterio le sole tarature a pressione costante.

2. - Tarature a campo costante.

Le tarature *a campo costante* (o tarature *di campo*) presuppongono il suono generato da una sorgente di tipo puntiforme, cioè tale da dar luogo ad un'onda sferica, che si propaghi non distorta dalla presenza di ostacoli, nè comunque riflessa dalle pareti, e che, a sufficiente distanza dal generatore, possa quindi essere considerata, in relazione alle dimensioni del microfono, come un'onda piana. Il microfono viene posto in tale campo sonoro ed il valore di questo si determina per mezzo di misure assolute, di cui si darà cenno più avanti; esso è mantenuto costante al variare della frequenza. Per ogni valore di quest'ultima si fa la lettura della tensione di uscita. Le risultanze così ottenute, riportate in funzione della frequenza, danno il diagramma di taratura, che deve intendersi riferito a quel particolare valore della pressione acustica. Più generalmente, invece della tensione d'uscita del microfono, viene considerata la tensione d'uscita del complesso costituito dal microfono e dall'amplificatore, che immediatamente lo segue.

Se la membrana del microfono è situata in un piano normale alla direzione di propagazione del suono, la taratura si suole dire fatta *a campo costante e normale;* negli altri casi essa è anche funzione dell'angolo che la direzione dell'onda incidente fa col piano di giacitura della membrana microfonica. E' evidente che in questo secondo caso, a cagione delle differenze di fase con cui l'azione dell'onda sonora si manifesta sulle varie parti della lamina microfonica, la pressione effettiva su questa risulta, in misura diversa per le diverse frequenze, sensibilmente ridotta. Il fenomeno è poi ancora influenzato dalle ca-

ratteristiche geometriche dell'apparato come si vedrà più oltre. Il comportamento di un microfono elettrostatico, il cui contorno si identifichi per la massima parte con quello di una sfera del diametro di

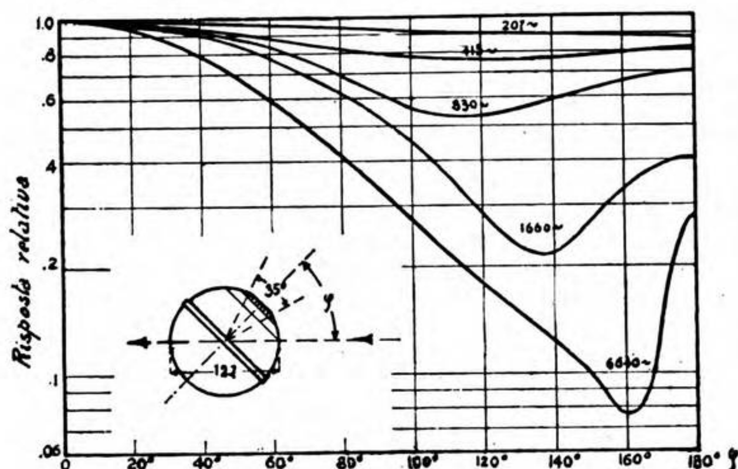


Fig. 1. — Caratteristiche direzionali di un microfono a condensatore a contorno sferico.

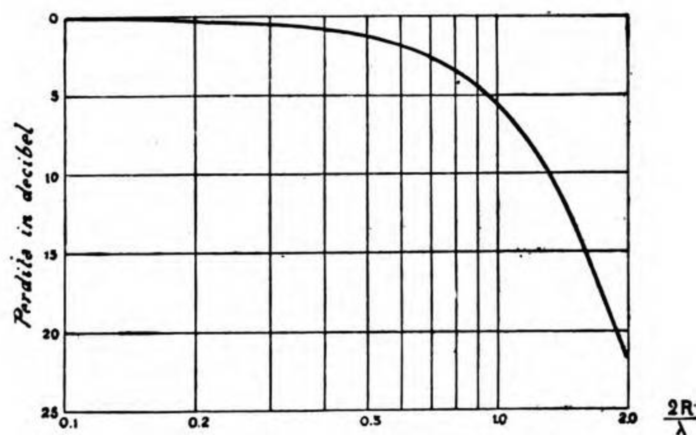


Fig. 2. — Perdita di pressione su un diaframma circolare, dovuta alle relazioni di fase.

12,7 cm, è illustrato in fig. 1 (¹), dove per diversi valori della frequenza sono riportati i diagrammi della risposta relativa in funzione

(¹) S. BALLANTINE: Technique of microphone calibration - J.A.S.A., 1932, III, p. 348.

degli angoli φ che la direzione di propagazione dell'onda sonora forma con l'asse del microfono. Risulta evidente, dall'esame dei diagrammi, che la risposta relativa va diminuendo, assai regolarmente ed in misura tanto maggiore quanto più elevata è la frequenza, per valori di φ crescenti da 0 a 90°. Il caso particolare di un angolo di $\pi/2$ fra la direzione di propagazione del suono e l'asse del microfono, ossia il caso di un'onda piana propagantesi in direzione parallela al piano di una lamina vibrante in forma di disco, è illustrato nel diagramma della fig. 2 ([2]) in funzione del rapporto fra diametro della membrana vibrante e lunghezza d'onda del suono. Da esso appare che, mentre

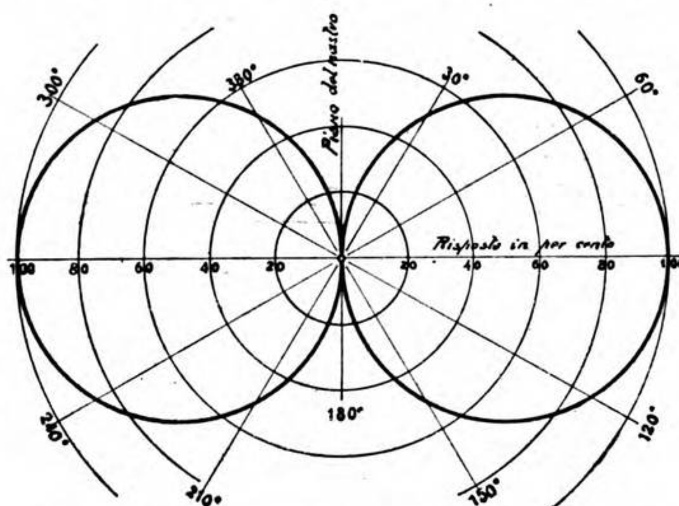


Fig. 3. — Caratteristiche direzionali di un microfono a nastro.

la diminuzione della pressione sonora è appena avvertita, quando il diametro del diaframma è inferiore ad 1/5 circa della lunghezza d'onda del suono in esame, tale diminuzione si accentua considerevolmente, per uno stesso diaframma, al diminuire della lunghezza d'onda.

Nel caso dei microfoni a nastro invece, la dipendenza della risposta dall'angolo d'incidenza non rimane più legata alla frequenza ed obbedisce semplicemente alla legge del coseno, il che si spiega facilmente considerando il caso limite del campo sonoro parallelo al nastro: quest'ultimo, teso praticamente in aria libera, non subisce influenza da sollecitazioni acustiche propagantisi nel suo piano e identiche quindi sulle sue due facce. Tale proprietà, che appare chiaramente illustrata dal diagramma riportato in fig. 3 ([3]), consente di non

([2]) H. C. Arrison e P. B. Flanders: An efficient miniature condenser microphone system - Bell S.T.J., 1932, XI, p. 451.

([3]) I. Wolff e F. Massa: Use of the gradient microphone for acoustical measurement - J.A.S.A., 1933, IV, p. 217.

riprodurre i suoni che giungano all'apparecchio sotto particolari incidenze e precisamente in direzione parallela al piano del nastro. Di ciò si trae profitto ad esempio nelle sale di presa di pellicole sonore, ove, allo scopo di evitare la riproduzione dei caratteristici rumori prodotti dal funzionamento a scatto delle macchine di presa, si collocano le macchine stesse nella direzione del piano individuato dal nastro microfonico.

3. - Misura assoluta della pressione acustica.

Nelle tarature di campo la misura della pressione acustica è quasi sempre dedotta dalla misura della velocità delle particelle del mezzo, ottenuta per mezzo del disco di Lord Rayleigh. Questo è costituito da un sottile dischetto verticale di mica o di vetro, tenuto sospeso, nel campo sonoro, per mezzo di una sospensione unifilare di quarzo filato o di filo d'oro. Il disco, che conviene sia orientato a 45° rispetto alla direzione di propagazione orizzontale dell'onda sonora, sotto l'azione di questa ruota intorno al diametro che coincide con l'asse di sospensione, sino a che la coppia esercitata su di esso dalle forze acustiche è compensata dalla coppia di torsione dovuta alla sospensione.

Il König ha dedotto dalla teoria del potenziale idrodinamico, per il caso di un'onda sonora piana, di un disco di piccolissimo spessore rispetto al diametro e di questo ancora piccolo rispetto alla lunghezza d'onda del suono considerato, l'espressione :

$$M = \frac{2}{3} \rho r^3 \left(1 - 0{,}2977 \frac{s}{r}\right) U_m^2 \text{ sen } 2\,\theta$$

dove M è il valore efficace del momento dovuto alle forze acustiche, ρ la densità del mezzo, r il raggio del disco ed s il suo spessore, U_m il valore massimo della velocità delle particelle del mezzo, dovuta alle forze acustiche (variabile con legge armonica semplice), ed infine θ l'angolo formato dalla direzione di propagazione dell'onda sonora con la normale al piano del disco.

Tenuto conto del fatto che lo spessore del disco è di regola trascurabile rispetto al suo diametro, e indicando con U il valore efficace della velocità, l'espressione precedente diventa :

$$M = \frac{4}{3} \rho r^3 U^2 \text{ sen } 2\,\theta.$$

Da questa, traendo profitto della relazione, valida essa pure nel caso di un'onda di propagazione sonora piana :

$$P = c \rho U$$

(dove P indica il valore efficace dell'eccesso di pressione delle particelle del mezzo dovuto alle forze acustiche, e c la velocità di pro-

pagazione dell'onda sonora nel mezzo), si deduce:

$$P = c \sqrt{\frac{3}{4} \rho \frac{M}{r^3}},$$

in cui non si è riportato il fattore trigonometrico perchè nella pratica delle misure θ è reso assai prossimo a 45°.

Noti dunque la velocità di propagazione del suono nel mezzo che si considera, la densità del mezzo, il raggio del disco e la costante della sospensione, dalla semplice lettura di un angolo è possibile dedurre la pressione acustica agente.

4. - Effetti di diffrazione nel campo sonoro.

La pressione acustica in un campo di suono indistorto (il cui valore si può dedurre, come ora s'è visto, per mezzo del disco di Rayleigh) non coincide in generale con la pressione che agisce ef-

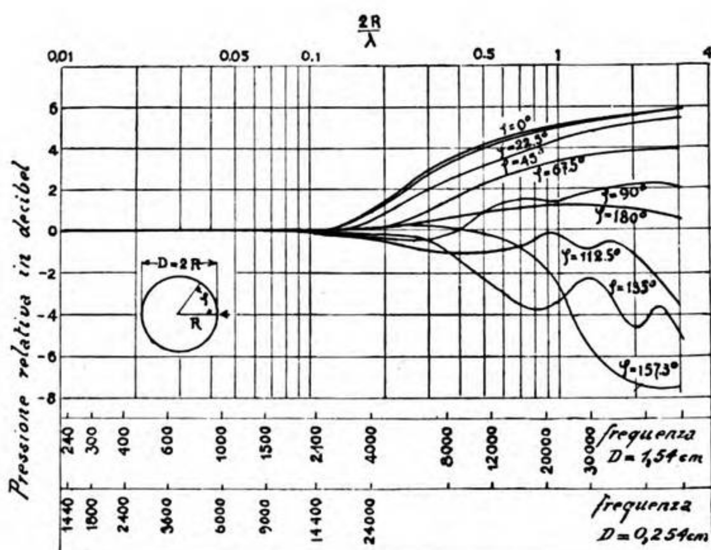


Fig. 4. — Modo di variare della pressione sonora su punti della superficie di una sfera rigida, per effetto di fenomeni di diffrazione.

fettivamente sulla lamina microfonica di un microfono portato in quel campo di suono, poichè la presenza dell'apparato microfonico (lamina microfonica, involucro, sostegno ed infine amplificatore, se quest'ultimo, come accade talvolta, è tutt'uno coi primi) deforma almeno in vicinanza dell'apparato il campo stesso.

Tale deformazione si può considerare dovuta:

— alla diffrazione dell'onda sonora,

— alla risonanza della cavità che in alcuni tipi di microfoni fa da vestibolo alla lamina vibrante.

Per un'onda sonora piana, l'incremento della pressione acustica, causato dalla presenza di un ostacolo avente forma sferica, in corrispondenza dell'ostacolo stesso, era già stato oggetto di studio da parte di Lord Rayleigh. Il Ballantine ne ha calcolato i valori numerici in funzione della frequenza ed in corrispondenza ai punti situati su di un arco polare compreso fra 0 e 180° come indicato in fig. 4 ([4]). I diagrammi riportati nella stessa figura illustrano i risultati e mostrano, come l'incremento sia nullo per tutti i punti di una sfera, quando il diametro di essa è inferiore ad 1/10 della lunghezza d'onda del suono che si considera; in particolare è ancora nullo per una

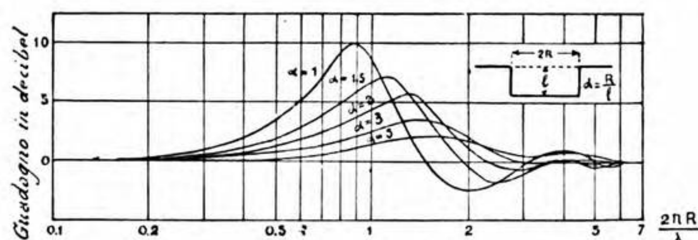


Fig. 5. — Influenza di una cavità sul comportamento di un diaframma circolare.

sfera avente il diametro di circa 1,6 cm, quando la frequenza dell'onda sonora incidente è inferiore a 2500 Hz. Per frequenze superiori l'incremento minimo si verifica per il punto situato a 180° rispetto alla direzione di propagazione del suono. Da quanto è stato detto si può dedurre, che il fenomeno della diffrazione sonora per i microfoni a condensatore oggi in commercio non è trascurabile già per frequenze acustiche dell'ordine di centinaia o al massimo di un migliaio di Hz.

La variazione di pressione dovuta alla cavità premicrofonica, che agisce a guisa di risuonatore, è naturalmente legata, oltre che alla impedenza del diaframma ed alla frequenza, al rapporto fra diametro e profondità della cavità. Per un diaframma circolare i diagrammi riportati in fig. 5 ([2]) illustrano il fenomeno nel suo complesso. In essi l'incremento di pressione è riportato in funzione del rapporto fra perimetro della cavità e lunghezza d'onda, ed i diversi diagrammi sono stati dedotti per più valori del rapporto fra raggio e profondità della cavità. Risulta così che, al crescere di quest'ultimo rapporto, diminuisce l'entità dell'effetto di risonanza; e ancora, al crescere del

([4]) S. Ballantine: Effect of diffraction around the microphone in sound measurements - Phys. Rev., 1928, XXXII, p. 988.

medesimo rapporto, diviene più elevata la frequenza per la quale ha luogo la risonanza massima.

L'incremento di pressione dovuto alla risonanza della cavità premicrofonica viene talvolta utilizzato per compensare in parte, alle alte frequenze, la non uniformità della caratteristica dell'amplificatore, che segue immediatamente il microfono e viene chiamato di solito preamplificatore.

Da quanto è stato detto, risulta che la pressione acustica dovuta ad un campo sonoro indistorto (dedotta dalle misure eseguite col disco di Rayleigh) può differire sensibilmente dalla pressione che, per effetto dello stesso campo di suono, agisce effettivamente sulla membrana microfonica d'un microfono immerso in esso. Non è sempre agevole, specialmente nel caso di microfoni il cui involucro si allontani da forme geometriche particolarmente semplici, risalire dalla seconda alla prima, come è talvolta richiesto, quando il microfono è usato come strumento di misura.

Le tarature di campo richiedono installazioni piuttosto complesse e sono di delicata esecuzione; in compenso hanno i pregi grandissimi di conglobare nel risultato le conseguenze della deformazione del campo dovuta alla presenza del microfono, e di potersi effettuare qualunque sia la forma dell'elemento microfonico; esse sono quindi applicabili anche per la taratura di microfoni di struttura e forma speciali, come microfoni differenziali a carbone, elettromagnetici, a nastro, a correnti parassite e via dicendo, pei quali invece le tarature di pressione risultano di meno facile applicazione e in qualche caso anche inattuabili.

5. - Tarature a pressione costante.

Se nelle tarature a campo costante fossero nulli gli effetti dovuti ai fenomeni di diffrazione e quelli di risonanza della cavità premicrofonica, vale a dire se le dimensioni esterne del microfono si potessero ritenere sufficientemente piccole in confronto con la più corta delle lunghezze d'onda su cui si vuol sperimentare e se non vi fosse alcuna sensibile impedenza acustica interposta prima del diaframma, la pressione acustica risulterebbe uniforme su tutta la membrana del microfono e la taratura a campo costante sarebbe anche una taratura a pressione costante.

In realtà, le effettive condizioni di lavoro di un microfono si scostano in misura sensibile da quelle or ora supposte. Ciò non di meno la relativa facilità, con la quale è possibile far agire, almeno per alcuni tipi di microfoni, su tutta la lamina una pressione costante e nota, fa sì che le tarature *a pressione costante* (o tarature *di pressione*) siano largamente usate. Esse sono infatti, a tutt'oggi, le preferite dai costruttori, in specie per quelle tarature che vanno ripetute su un gran numero di esemplari appartenenti tutti ad un determinato tipo.

I vari metodi seguiti si differenziano per il modo, con il quale la pressione che deve agire sulla lamina viene prodotta, misurata ed applicata, e si possono riunire nel seguente elenco :

— metodo del termofono
— » » pistonofono
— » » tubo risonante
— metodi di compensazione
— metodo del membranofono,

nei quali tutti la pressione sulla lamina microfonica viene applicata attraverso vibrazioni acustiche impresse al mezzo;

— metodi elettrostatici con o senza elettrodo ausiliario,

nei quali la pressione sulla lamina microfonica viene applicata elettricamente.

Alcuni dei metodi sopraindicati godono di caratteristiche tali da riuscire praticamente applicabili solamente in casi particolari, altri hanno un campo d'azione assai vasto ed in particolare non limitato dalla forma della membrana microfonica e dalla frequenza.

6. - Metodo termofonico.

Nelle tarature termofoniche la pressione acustica viene generata utilizzando lo sviluppo di calore per effetto Joule, che si determina in un elemento elettrico riscaldatore dotato di minima inerzia ter-

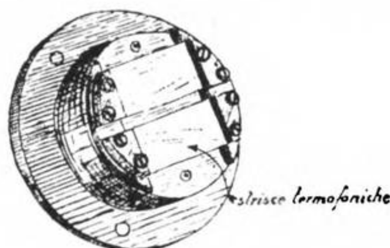


Fig. 6. — Capsula termofonica.

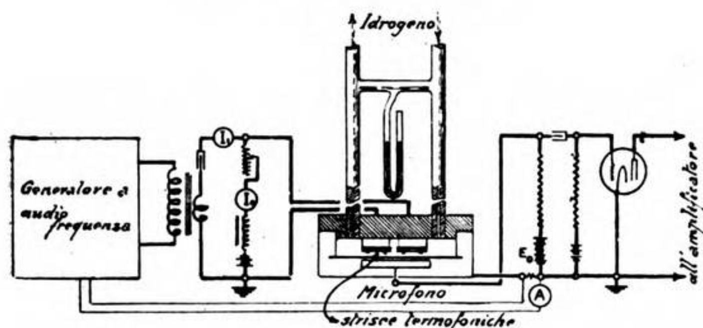


Fig. 6 bis. — Schema di circuito per la taratura di un microfono con il metodo termofonico.

mica, quasi sempre costituito da una o due strisce di foglia d'oro (fig. 6) (1). Il riscaldatore è racchiuso in una piccolissima cameretta

(fig. 6 bis) e la membrana del microfono da tarare costituisce una delle pareti di essa. Nel riscaldatore viene fatta circolare, con una componente polarizzante di corrente continua I_0, la componente alternativa I_1 che deve generare, attraverso le pulsazioni di temperatura e quindi anche di pressione, la vibrazione a frequenza acustica. Il rapporto fra l'intensità della componente continua e quella della componente alternativa è stabilito notevolmente maggiore dell'unità allo scopo di contenere in misura trascurabile, rispetto alla nota fondamentale, la percentuale di armoniche del suono prodotto. Le dimensioni assai ridotte della cameretta (una, ad esempio, descritta dal Wente racchiude un volume di circa 9 cm^3) facilitano la trasmissione istantanea della pressione generata alle pareti. La cameretta viene ancora riempita con atmosfera d'idrogeno alla pressione ordinaria per trarre profitto dell'alta velocità di propagazione del suono in questo mezzo e della bassa densità che gli è propria. La pressione sonora applicata alla membrana microfonica, viene calcolata in base agli elementi elettrici ed alle costanti geometriche e fisiche dell'apparecchio. Con opportuni termini correttivi si tiene conto dell'influenza delle pareti, sia come superficie non perfettamente rigide, sia come superficie assorbenti il calore, nonchè dell'incremento di rigidità apportato alla membrana dalla presenza del gas racchiuso nella cameretta.

Il metodo termofonico, assai usato in ispecie nei laboratori americani, si presta anche per tarature di microfoni nei quali la membrana vibrante non sia piana, non essendo l'elemento riscaldante vincolato a parallelismi rispetto alla membrana stessa. Il campo di applicazione nei riguardi della frequenza si estende da poche decine fino oltre 10.000 Hz. Per frequenze più elevate, a cui corrispondono anche in atmosfera di idrogeno lunghezze d'onda dell'ordine di centimetri, sembra che la pressione agente sulla membrana microfonica non si possa più considerare come uniforme e calcolare con i dati sopra riferiti.

7. - Metodo del pistonofono.

Di concezione più semplice, e tale da permettere un facile calcolo della pressione acustica applicata alla lamina microfonica, è il metodo detto del pistonofono. Il generatore di vibrazioni acustiche (fig. 7) (5) è qui un vero e proprio stantuffo di piccole dimensioni, comandato meccanicamente per mezzo di un eccentrico; la pressione, impressa al mezzo, viene comunicata alla membrana del microfono da tarare attraverso una piccola camera.

Dalla relazione:

$$\frac{dp}{p} = \frac{dT}{T} - \frac{dv}{v},$$

(5) L. J. Sivian: Absolute calibration of condenser transmitters - Bell S.T.J., 1931, X, p. 96.

valida per i gas perfetti e nella quale i simboli hanno il significato che vien loro generalmente attribuito nelle equazioni della termodinamica, si può dedurre la pressione esercitata sulla membrana microfonica in funzione degli elementi geometrici e fisici dell'apparecchio, tenuto ancora conto che le fasi di espansione e di compres-

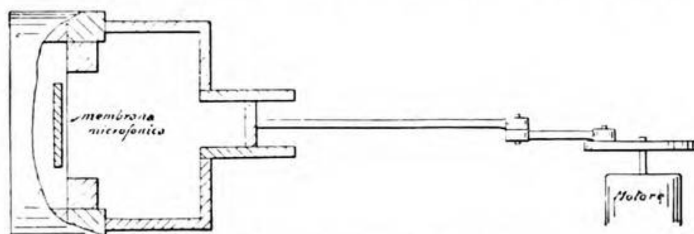


Fig. 7. — Schema di un pistonofono.

sione, per effetto della presenza delle pareti, non si compiono adiabaticamente. A questo riguardo si sogliono dare alla cameretta dimensioni tali, per cui la distanza fra le pareti affacciate risulti grande in relazione con la velocità di propagazione dell'onda di diffusione termica.

E' ovvio che il pistonofono, come generatore di suono, a causa degli elementi meccanici che ne caratterizzano la struttura, risulta

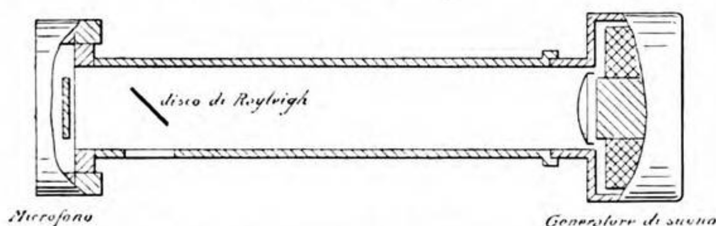


Fig. 8. — Schema di apparato per la taratura dei microfoni col metodo del tubo risonante.

atto alla produzione di vibrazioni acustiche, la cui frequenza massima è assai limitata (di solito non oltre alcune centinaia di Hz). Ciò non di meno la sua grande semplicità ne giustifica l'applicazione per la verifica di misure assolute, eseguite con altri metodi, e per estendere queste al campo delle bassissime frequenze, per le quali quei metodi cadono in difetto.

8. - Metodo del tubo risonante.

La pressione acustica, generata ad esempio per mezzo di un ricevitore a bobina mobile, viene applicata alla lamina microfonica attraverso la colonna di gas racchiusa in un tubo, la cui lunghezza sia tale da dar luogo ad una condizione di risonanza (fig. 8) ([5]). Poi-

chè la legge di propagazione dell'onda sonora nel tubo è nota, è possibile, dalla velocità di vibrazione delle particelle del mezzo, misurata in un ventre di velocità, dedurre la pressione acustica esercitata sulla membrana del microfono da tarare, situata all'estremo, cioè in un ventre di pressione. La misura della velocità di vibrazione delle particelle è ancora fatta mediante il disco di Rayleigh, collocato in corrispondenza dell'asse del tubo e ad una distanza dall'estremo, ov'è situata la membrana microfonica, pari ad un numero dispari di quarti di lunghezza d'onda. Il tubo, regolato per la condizione di risonanza ad una data frequenza, consente una serie discreta di misure per tutti i valori della frequenza atti a localizzare nel tubo stesso un numero dispari di quarti di lunghezza d'onda. Poichè la risonanza è acuta, la regolazione che precede la misura riesce relativamente semplice.

9. - Metodi di compensazione.

Nei metodi detti di compensazione, la lamina microfonica ed una seconda lamina vibrante ausiliaria sono affacciate e costituiscono due porzioni delle pareti di una cameretta, in cui la pressione sonora viene mantenuta da un apposito generatore acustico (fig. 9) (5). Per misurare la pressione, che così si fa agire contemporaneamente sulla membrana microfonica e sulla membrana ausiliaria, si opera per via elettrodinamica o per via elettrostatica su quest'ultima in guisa da annullarne il movimento. Raggiunta tale condizione, la pressione generata elettricamente sulla membrana ausiliaria risulta identica a quella impressa acusticamente e può quindi essere conosciuta attraverso i parametri, che governano le azioni elettromeccaniche sulla membrana stessa, o ancora mediante il confronto con una pressione statica nota. La condizione di equilibrio della membrana ausiliaria può essere constatata mediante ascoltazione diretta, come è indicato in fig. 9, oppure indiretta, se si fa uso di un ulteriore microfono accoppiato attraverso un amplificatore ad una cuffia telefonica, od infine ancora verificando la costanza della frequenza in un circuito oscillatorio, di cui la membrana ausiliaria faccia parte come armatura di un condensatore.

Per ottenere la compensazione *elettrodinamicamente* (fig. 9), la lamina ausiliaria di misura è situata in un intenso campo magnetico ed è percorsa da una corrente elettrica le cui frequenza e forma d'onda sono le stesse di quelle con cui è alimentato il generatore elettrico di suono. La condizione di zero è allora ottenuta variando l'ampiezza e la fase di questa corrente. La taratura si esegue compensando l'azione elettrodinamica prodotta da una corrente continua, mediante una pressione statica applicata meccanicamente.

Per ottenere la compensazione *elettrostaticamente*, la pressione compensante sulla membrana ausiliaria è applicata per mezzo di un elettrodo fisso, che con la membrana stessa costituisce un condensatore a lamine parallele. Il sistema è polarizzato con una componente continua di tensione e la condizione di equilibrio è raggiunta agendo sull'ampiezza e sulla fase della componente alternativa della

tensione applicata. Il valore della pressione compensante così impressa si può ancora ricavare, applicando al condensatore ausiliario di misura una tensione continua, e compensandone l'azione sulla membrana ausiliaria, mediante una pressione statica nota.

Come lamina ed elettrodo ausiliario per costituire l'apparato di compensazione, non è possibile utilizzare il complesso formato dalla lamina e dall'elettrodo fisso di una capsula microfonica del tipo elettrostatico, perchè lo strato d'aria fra i due elettrodi è in questi apparecchi troppo sottile e le imperfezioni inevitabili di lavo-

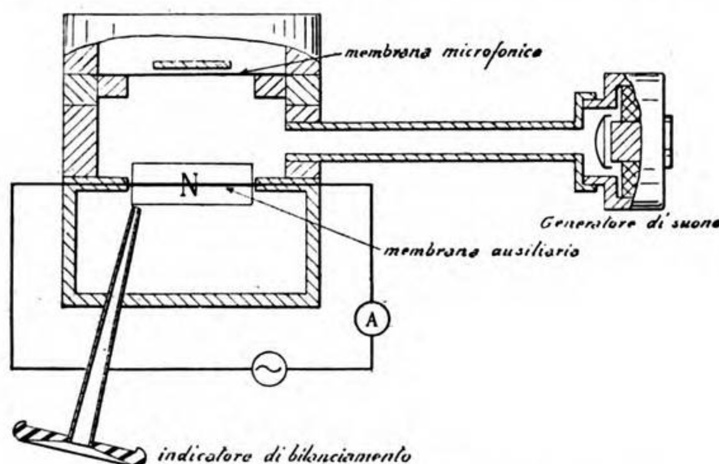


Fig. 9. — Schema di apparato per la taratura dei microfoni col metodo di compensazione elettrodinamica.

razione non permettono di considerare la pressione esercitata sulla lamina microfonica come perfettamente uniforme.

I metodi di compensazione, dovuti in particolare al Gerlach, godono di un esteso campo di applicabilità nei riguardi della frequenza e sono particolarmente usati nei laboratori germanici.

10. - Metodo del membranofono.

Nel membranofono (fig. 10) ([5]) si trova ancora il complesso costituito da una piccola cameretta le cui pareti principali affacciate sono rappresentate dalla lamina microfonica *a* e dal diaframma ausiliario *b*, ma ora la funzione di quest'ultimo è quella di trasmettere le vibrazioni, che gli sono comunicate acusticamente dall'esterno, e di consentire la misura dell'ampiezza di esse. Ciò è ottenuto mediante il rilievo delle variazioni di capacità del condensatore, formato dal diaframma ausiliario *b* e da un elettrodo fisso *c*, munito di fori ed opportunamente collocato. Dall'ampiezza di vibrazione della membrana ausiliaria, note le dimensioni della cameretta e le costanti del

gas in essa racchiuso, viene dedotta la pressione applicata alla lamina microfonica.

Il campo di applicazione di questo metodo nei riguardi della frequenza si estende dalle frequenze più basse fino a quelle, per cui

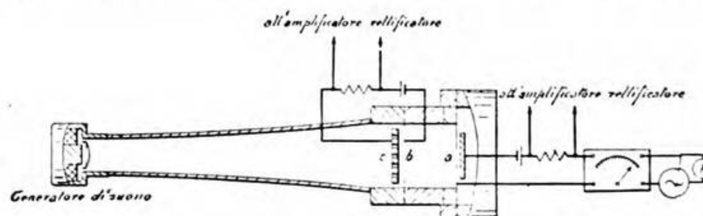


Fig. 10. — Schema di apparato per la taratura dei microfoni col metodo del membranofono.

le dimensioni lineari della cameretta sono dello stesso ordine di grandezza della lunghezza d'onda del suono che si considera. L'uso di un'atmosfera di idrogeno consente di estendere il campo di applicazione del metodo alla intera gamma delle frequenze acustiche.

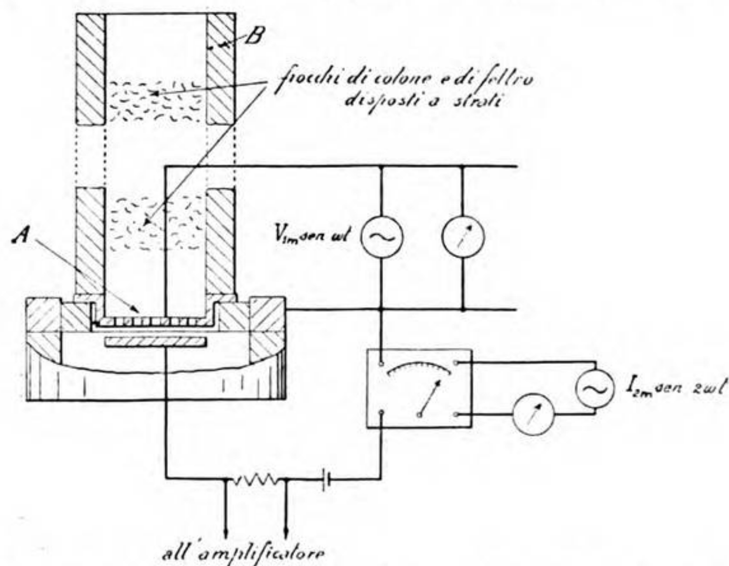


Fig. 11. — Schema di apparato per la taratura dei microfoni col metodo dell'elettrodo ausiliario (terzo elettrodo).

11. - Metodi elettrostatici: metodo del terzo elettrodo.

Rimangono da considerare i metodi applicati di solito ai soli microfoni a condensatore, mediante i quali la pressione sulla lamina microfonica, invece che acusticamente, viene provocata elettricamente

sia per mezzo di un terzo elettrodo forato ed opportunamente giustapposto alla lamina, sia mediante lo stesso elettrodo fisso, che costituisce la seconda armatura del microfono a condensatore.

Per attuare il primo dei sistemi ora accennati, un elettrodo fisso *A* (terzo elettrodo) viene collocato di fronte e parallelamente alla membrana microfonica (fig. 11) ([5]) ad una distanza da questa pari ad una trentina di volte la distanza che separa gli elettrodi del microfono a condensatore. Risultano in tal guisa trascurabili gli errori introdotti da un imperfetto parallelismo degli elettrodi e quelli causati dalle inevitabili imperfezioni di lavorazione, così che, se il diametro del terzo elettrodo è identico a quello della membrana vibrante, la pressione esercitata per via elettrica su questa risulta praticamente uniforme su tutta la membrana. Applicando allora fra elettrodo ausiliario e membrana una d. d. p. di forma sinoidale e di pulsazione ω, la pressione agente, di pulsazione 2ω, può essere calcolata in funzione della tensione applicata e della distanza fra gli elettrodi.

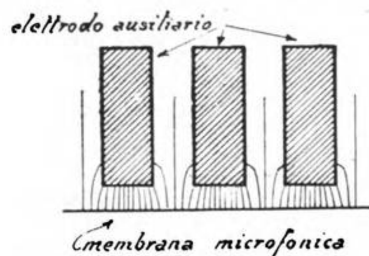


Fig. 12. — Configurazione dell'elettrodo ausiliario.

Poichè lo strato d'aria compreso fra gli elettrodi stessi rappresenta un carico acustico che, gravando sulla membrana, tende a falsare la misura, occorre ridurre tale carico ad un valore accettabile. Il terzo elettrodo è perciò munito di un sistema di fori, regolarmente distribuiti sulla sua superficie, o meglio ancora è costituito da una rete metallica a maglie finissime, che ha altresì il pregio di meglio assicurare l'uniforme distribuzione della pressione sulla membrana microfonica. Nel computo della pressione esercitata, si deve allora tener conto dell'area elettrostaticamente attiva dell'elettrodo ausiliario e ancora del carico acustico che grava sulla membrana microfonica, modificato per effetto della presenza dell'elettrodo stesso. Il carico acustico, in generale, può ritenersi definito in modo sufficientemente preciso, se si fa uso di una serie di strati formati con fiocchi di cotone e di feltro, racchiusi nel tubo *B* che delimita la porzione del mezzo eccitato dalle vibrazioni acustiche. L'area elettrostaticamente attiva viene dedotta dalla configurazione dell'elettrodo ausiliario (fig. 12) ovvero (quando quest'ultimo, per essere costituito con rete metallica, non si presta ad una valutazione diretta) mediante confronto eseguito a bassissima frequenza fra l'elettrodo a rete ed un altro costituito da un disco di pari diametro, la cui superficie sia

stata ridotta dalla presenza dei fori a circa l'85 % di quella iniziale. Per frequenze dell'ordine di 100 Hz il carico acustico in assenza del tubo *B* e nonostante la presenza dell'elettrodo ausiliario è ancora trascurabile.

Il metodo descritto si presta a misure estese all'intera gamma di frequenze compresa fra 20 e 20.000 Hz.

12. - Metodo elettrostatico diretto.

Quest'ultimo metodo si vale della reversibilità del principio su cui è basato il funzionamento del microfono a condensatore.

Agli elettrodi che costituiscono il condensatore microfonico (fig. 13) ([5]) viene applicata, oltre alla tensione di polarizzazione E_0, la

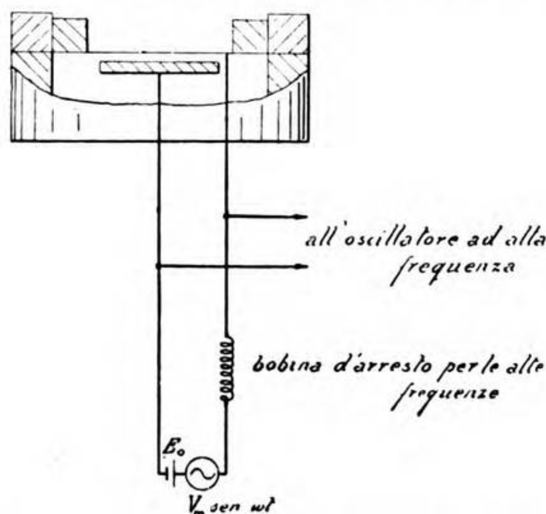


Fig. 13. — Schema di circuito per la taratura dei microfoni col metodo elettrostatico diretto.

componente V_m sen ωt avente la frequenza acustica di taratura. Come conseguenza delle azioni elettrostatiche, che si esercitano fra i due elettrodi, la lamina microfonica entra in vibrazione. Con riferimento all'ampiezza di questa vibrazione, viene determinato il valore della pressione, che si deve imprimere acusticamente alla lamina microfonica nel funzionamento diretto per generare una componente alternativa di f.e.m. eguale a quella ora applicata.

La misura dello spostamento della lamina microfonica è ottenuta facendo ancora uso degli stessi elettrodi, che costituiscono il condensatore microfonico. A tal fine, generalmente, quest'ultimo fa anche parte, come elemento caratteristico, di un circuito ad alta frequenza così regolato, che le variazioni ritmiche della capacità si traducono in corrispondenti variazioni di corrente nel circuito stesso,

secondo la curva di risonanza. Se il funzionamento del circuito ad alta frequenza avviene nell'intorno di un punto, situato su di un tratto a pendenza sensibilmente costante della curva di risonanza, le variazioni di capacità del condensatore e quindi ancora gli spostamenti della lamina microfonica, risultano semplicemente proporzionali alle variazioni di corrente in un circuito di misura. Si può così ricavare il diagramma delle f.e.m. a frequenza acustica generate dal microfono in funzione della frequenza, per un determinato valore dell'ampiezza di vibrazione della membrana.

Il valore della pressione acustica corrispondente si può a sua volta determinare, riproducendo in modo statico la stessa ampiezza dell'escursione della membrana per mezzo di una conveniente variazione della tensione continua (di polarizzazione) applicata, ed annullando questo spostamento mediante l'effetto di una pressione nota, impressa per via meccanica.

La taratura di un microfono a condensatore dedotta per via statica, come è stato ora indicato, si approssima tanto meglio al vero, quanto minore risulta l'influenza del carico acustico rappresentato dallo strato d'aria, compreso fra lamina microfonica ed elettrodo fisso. L'impedenza acustica dovuta a questo strato d'aria deve quindi potersi ritenere trascurabile in confronto con quella propria della lamina microfonica.

13. - Tarature di campo e tarature di pressione in relazione all'uso del microfono nelle misure acustiche.

Il microfono nel campo delle misure acustiche può essere adoperato :

1°) per dedurre la pressione sonora in un campo sonoro aperto;

2°) per misurare la pressione sonora in un piccolo intorno chiuso.

Nel primo caso la pressione sulla lamina microfonica è funzione della pressione dovuta al campo sonoro, modificata dagli effetti di diffrazione e di risonanza. Sono per conseguenza senz'altro utilizzabili le tarature fatte a campo costante.

Se il campo sonoro è dovuto ad un unico centro di propagazione, occorre, in generale, siano note anche le tarature fatte sotto incidenze diverse dalla normale; eccetto che nel caso delle bassissime frequenze, per le quali la pressione acustica esercitata sulla lamina è indipendente dalla direzione di propagazione dell'onda incidente. Se la pressione sonora nel campo considerato è dovuta contemporaneamente ad un'onda diretta e ad una o più onde riflesse, la conoscenza delle caratteristiche direzionali non è più sufficiente a risolvere il problema, salvo nel caso particolare, in cui l'ambiente sia così altamente riverberante, da giustificare l'ipotesi che le onde sonore giungano alla lamina microfonica uniformemente da tutte le direzioni. Se l'ambiente è mediamente riverberante si dovrebbe tener conto, nella misura, dei fattori dipendenti :

— dalle caratteristiche direzionali del microfono,
— dalle caratteristiche direzionali della sorgente,
— dall'assorbimento operato dalle pareti sulle onde sonore riflesse.

L'effetto di tali fattori si traduce in una diminuzione della risposta dovuta all'onda riflessa, rispetto a quella diretta.

Nel secondo caso, in cui si considera la misura della pressione sonora in un piccolo spazio, che la lamina stessa del microfono concorre a definire, sono evidentemente da utilizzare la tarature eseguite a pressione costante. Si possono citare a questo riguardo, a titolo di esempio, le misure sui ricevitori telefonici eseguite per mezzo di un orecchio artificiale, od anche le misure sul coefficiente

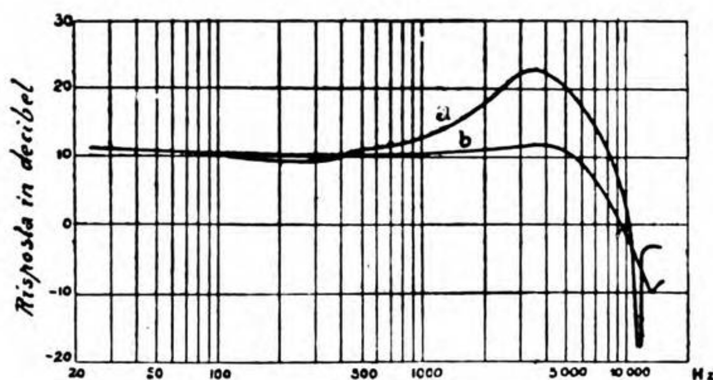


Fig. 14. — Diagrammi di taratura a campo costante (*a*) ed a pressione costante (*b*) di un microfono a condensatore Western tipo 394.

di assorbimento, eseguite per mezzo del tubo di Taylor col metodo delle onde stazionarie.

Nella fig. 14 ([5]) sono riportati i diagrammi di taratura di uno stesso microfono a condensatore, ottenuti a campo costante ed a pressione costante.

14. - La misura del gradiente di pressione ed il microfono a nastro.

L'uso del microfono a condensatore nelle misure acustiche è stato suggerito essenzialmente dalla discreta costanza della sua sensibilità in funzione della frequenza e dalla sufficiente stabilità di essa rispetto al tempo. Il microfono a condensatore non gode, se non alle alte frequenze, di proprietà direzionali; inoltre, come apparecchio legato per ragioni di principio e di costruzione a dimensioni non trascurabili, deforma con la sua presenza il campo di suono, nel quale per la misura viene posto. Si è visto come tale deformazione si traduca in una variazione della pressione acustica agente sulla lamina microfonica.

Per ovviare a tali inconvenienti è stato introdotto nel campo delle

misure per opera di H. F. Olson (6), e di I. Wolff e F. Massa (3) un nuovo microfono magnetoelettrico denominato microfono a nastro (fig. 15), le cui caratteristiche direzionali, indipendenti dalla frequenza, obbediscono alla legge del coseno (fig. 3) e nel quale la struttura aperta nelle immediate vicinanze dell'elemento microfonico evita od almeno attenua gli effetti di reazione.

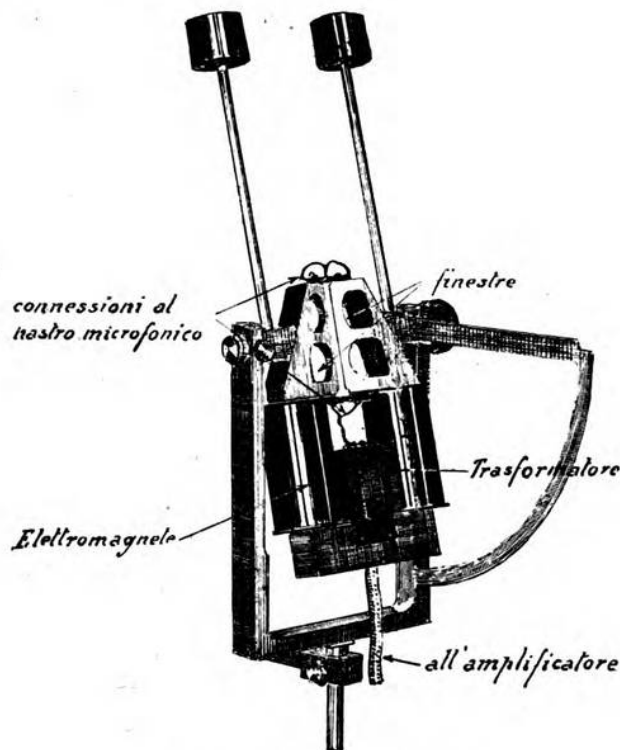


Fig. 15. — Microfono a nastro.

Il microfono a nastro è sostanzialmente costituito da un elettromagnete le cui espansioni polari sono foggiate in modo da delimitare un traferro lungo e sottile, in cui è teso l'elemento microfonico in forma di nastro metallico di minimo spessore. Se la profondità del traferro è piccola in confronto con la lunghezza d'onda del suono che si considera, la differenza fra la pressione acustica a monte e a valle

(6) H. F. Olson: Mass controlled electrodynamic microphones, the ribbon microphone - J.A.S.A., 1931, III, p. 56.
H. F. Olson: The ribbon microphone - J.S.M.P.E., 1931, XVI, p. 695.

del nastro dipende dalla distribuzione rispetto allo spazio della pressione acustica, ed è proporzionale al gradiente di pressione, quindi ancora alla velocità delle particelle del mezzo. Invero in un campo sonoro la distribuzione del gradiente di pressione è identica, a meno di un fattore di fase, alla distribuzione della velocità delle particelle del mezzo.

La taratura di questo tipo di microfono, che risulta particolarmente adatto alle misure sui campi sonori, si fa ancora, per conseguenza, ricorrendo alle tarature di campo.

15. - Accuratezza e costanza della taratura di un microfono a condensatore.

E' di qualche interesse conoscere con quale grado di accuratezza possa essere eseguita la taratura di un microfono a condensatore e come essa vari in funzione del tempo.

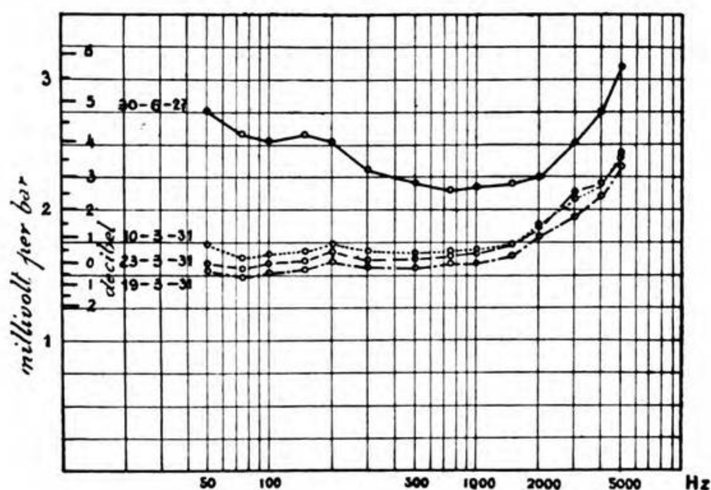


Fig. 16. — Diagrammi di taratura di un microfono a condensatore Western tipo 394, ottenuti in tempi successivi con uno stesso termofono.

Ricerche intese a questo fine sono state fatte recentemente da E. J. Abbott [7] scegliendo il metodo termofonico di taratura, cioè lo stesso metodo, mediante il quale uno dei microfoni preso in esame era stato tarato qualche anno prima, all'epoca della sua costruzione, nei laboratori della Compagnia Bell. Allo scopo poi di rendere più spedite le misure, il termofono è stato usato con atmosfera di aria invece che di idrogeno e conseguentemente il campo di frequenza,

(7) E. J. Abbott: Calibration of microphones for soundmeters - J.A.S.A., 1933, IV, p. 235.

entro cui si è eseguita la taratura, è rimasto compreso fra 50 e 5000 Hz.

Sono stati da prima presi in esame i numerosi fattori (in numero di venti) che figurano nella formula data dal Wente per il calcolo della pressione sviluppata dal termofono. Ciascuno di tali fattori è stato dedotto con la massima accuratezza possibile, così da garantire per la maggior parte di essi un errore minore del 0,5 %. Ma poichè questi fattori, dedotti ognuno indipendentemente, sono fra loro fisicamente dipendenti in modo complesso, il calcolo della pressione generata dal termofono, per un dato valore della frequenza, è stato ripe-

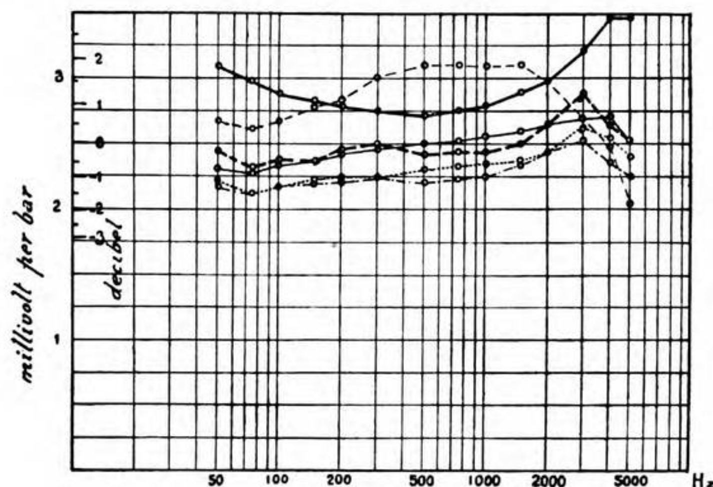


Fig. 17. — Diagrammi di taratura di uno stesso microfono a condensatore Western tipo 394, ottenuti con diversi termofoni.

tuto tante volte, utilizzando ciascuna volta, come valori numerici dei coefficienti da introdurre nella formula, quelli determinati come detto prima, salvo uno di essi che veniva introdotto nel calcolo dopo di aver subito un incremento del 10 %. I risultati ottenuti hanno dimostrato che la variazione prodotta nel risultato da ognuno di tali incrementi è spesso piccola, ma può anche raggiungere e superare talvolta il 10 %.

E' stata poi eseguita una serie di tarature dello stesso microfono in tempi successivi, usando sempre il medesimo termofono. I risultati ottenuti sono riassunti nei diagrammi segnati nella fig. 16 con linee a punti o a tratti. Nella stessa figura è tracciato invece con linea piena il diagramma della taratura eseguita qualche anno prima nei laboratori della Bell, mediante un termofono in atmosfera d'idrogeno. Mentre il diverso andamento alle basse frequenze, presentato dai nuovi diagrammi di taratura rispetto a quello primitivo,

può essere attribuito all'uso dell'aria come atmosfera del termofono, alle frequenze al di là di 1000 Hz tale causa di discrepanza diventa trascurabile, nè si spiega, in tutta la gamma, la notevole riduzione della sensibilità del microfono in confronto con le prove più antiche.

Nella fig. 17 sono riassunti i risultati di un'altra serie di tarature eseguite successivamente su di uno stesso microfono per mezzo di diversi termofoni. Il diagramma segnato con linea sottile e piena rappresenta la media di otto tarature eseguite tutte con uno dei migliori termofoni; con linee segnate rispettivamente a puntini ed a tratti leggeri sono riportate le due tarature, fra le otto, che più risultarono discordi. I diagrammi segnati con tratteggio a tratti grossi, e a punto e tratto, rappresentano i risultati di due serie di tarature eseguite con un secondo e con un terzo termofono in un intervallo di tempo durato circa tre mesi. Con linea piena e grossa è riportata ancora la taratura dello stesso microfono eseguita a metà circa del periodo sopra indicato, presso i laboratori della Bell.

16. - Conclusioni.

Il complesso delle prove descritte ha permesso di rilevare fra le diverse tarature scarti di uno o più decibel alle alte frequenze e dell'ordine di un decibel alle medie e basse frequenze. E' lecito quindi concludere che le variazioni proprie di sensibilità di un microfono a condensatore precludono la possibilità di un accurato confronto fra tarature eseguite da vari laboratori e, per uno stesso laboratorio, fra le misure eseguite con diversi termofoni e in epoche diverse. E' quindi raccomandabile di procedere, durante le misure del genere, a frequenti verifiche della taratura dei microfoni usati e di tener presente la impossibilità di ottenere risultati aventi approssimazioni superiori ad un certo limite.

Prove eseguite alla frequenza di 1000 Hz, allo scopo di esaminare l'influenza delle variazioni della temperatura e della pressione barometrica, hanno dimostrato che la sensibilità dei microfoni a condensatore in funzione di questi parametri varia erraticamente.

Ringrazio il prof. Vallauri per l'aiuto ed i consigli di cui mi è stato largo nella compilazione della presente rassegna.

Torino - Scuola Elettrotecnica « Galileo Ferraris »
del R. Istituto Superiore d'Ingegneria.

RECENTI PROGRESSI DELLA TELEGRAFIA (1)

ELVIO SOLERI

Vengono esposti i progressi compiuti dalla telegrafia nell'ultimo decennio. Essi hanno consentito alle comunicazioni telegrafiche non soltanto di raggiungere efficienza e rendimento insperati, ma anche di diventare direttamente accessibili al pubblico al pari delle comunicazioni telefoniche.

Sono descritti i nuovi apparati telegrafici multipli e celeri, e particolarmente le macchine telescriventi, di cui si illustrano le applicazioni alla telegrafia a grande distanza per mezzo dei cavi telefonici. Si danno notizie sui nuovi importanti sistemi di cavi telegrafici sottomarini e sui relativi circuiti di correzione dei segnali e di amplificazione. Si descrivono infine i sistemi di telegrafia multipla secondo i vari metodi a circuiti combinati ed a correnti vettrici.

Premessa.

1. - *Il centenario della telegrafia.* — In questi anni viene celebrato da più parti il primo centenario della telegrafia.

Gli Americani festeggiarono solamente nel 1932 il centesimo anniversario del giorno 11 ottobre, nel quale pare che Samuele Morse (fig. 1), pittore di soggetti militari, navigando sul piroscafo « Sully » dall'Europa agli Stati Uniti d'America, abbia avuto per il primo l'idea di trasmettere a distanza messaggi mediante la corrente elettrica, idea suggeritagli dall'aver visto a bordo l'esperimento dell'azione esercitata da un elettromagnete su di una ancoretta. Tale idea, espressa in una lettera che data dal 1838, non si concretava in una effettiva trasmissione telegrafica se non nel 1844 (24 maggio) con il collegamento Washington-Baltimora.

I Tedeschi hanno, alla loro volta, celebrato il centenario della telegrafia l'anno scorso rievocando gli esperimenti compiuti a Gottinga da Gauss e Weber (fig. 2 e 3), i quali, indotti dallo studio del campo magnetico terrestre a costruire un galvanometro a specchio, pensarono di utilizzarlo quale ricevitore di segnali, allacciandolo ad una linea in fili di acciaio appoggiati su sostegni isolanti e producendo i segnali mediante la f.e.m. indotta in una bobina, nella quale veniva spostato un forte magnete permanente. Questa prima linea telegrafica, costruita nel 1833, servì per circa un decennio ai due scienziati per comunicare tra loro durante le misure del campo magnetico terrestre, eseguite in luoghi diversi. La formazione delle lettere era ottenuta dalle combinazioni delle deviazioni destre o sinistre del galvanometro lette su di una scala; si potevano trasmettere solo 9 lettere al minuto.

(1) Conferenza tenuta il 28 febbraio 1934 presso la Sezione di Torino della Associazione Elettrotecnica Italiana.

Noi potremmo ricordare che Alessandro Volta nell'anno 1777 divinava la telegrafia, quando proponeva (fig. 4) di compiere l'esperimento di far esplodere a scopo di segnale la pistola voltaica a Como, da Milano, per mezzo di una linea in filo metallico portato da pali e da isolatori con ritorno per la terra.

La telegrafia è in realtà sorta con la scoperta dell'elettromagnetismo, compiuta nel 1828 per opera di Henry; essa rappresenta la prima applicazione pratica dell'elettricità, e fu subito riconosciuta a buon diritto come eccezionalmente bella ed utile.



Fig. 1. — Samuele Morse.

2. - *L'evoluzione della telegrafia.* — La telegrafia ha compiuto in quest'ultimo decennio progressi molto notevoli, che hanno condotto ad una evoluzione veramente radicale dei sistemi e degli impianti, consentendo aumenti eccezionali ed insperati di potenzialità.

Dal 1844, quando si può dire che si inizi la telegrafia pratica col sistema Morse, questo mezzo di comunicazioni, malgrado alcune decisive affermazioni che segnano le pietre miliari del suo divenire, non offrì nella sua lenta evoluzione fino a questi ultimi anni alcuno di quei grandi eventi, che hanno invece tenuto viva l'attenzione degli scienziati e dei tecnici nel principio del nostro secolo per altre applicazioni e particolarmente, nel campo delle comunicazioni, per la radiotelegrafia e per la telefonia a grande distanza.

La radiotelegrafia sovratutto, nuovo e portentoso mezzo di lanciare a distanza i segnali senza l'impaccio ed il costo di apposite linee, attrasse maggiormente l'attenzione pubblica, apparendo quasi emula vittoriosa della telegrafia ordinaria.

Come avviene costantemente nella storia dei perfezionamenti tecnici, fu appunto lo stimolo provocato dai sistemi concorrenti, che portò la telegrafia su fili al suo attuale grado di sviluppo. Esso merita di essere illustrato come mirabile esempio di applicazione delle conquiste scientifiche.

La telegrafia, la telefonia e le radiocomunicazioni formano oramai, così nel campo scientifico e tecnico, come in quello pratico, un insieme strettamente collegato ed interdipendente, che assicura alle comunicazioni elettriche il dominio su ogni distanza.



Fig. 2. — Carlo Federico Gauss.

La telegrafia, nota molto prima della telefonia e della radiotelegrafia, aveva, per spirito conservatore, tardato assai più di quelle a perfezionarsi e ad approfittare delle nuove teorie e delle nuove scoperte. Gli ingegneri telegrafisti, che pure erano stati i primi a studiare il comportamento dei lunghi cavi ed a costruire gli apparecchi più sensibili e delicati che allora si conoscessero, furono per lungo tempo refrattari ad adottare le teorie del Heaviside e del Pupin sulla propagazione delle correnti variabili nelle lunghe linee. Chè anzi, con le loro vecchie idee, costituirono per lungo tempo una remora all'applicazione di tali teorie alla telefonia a grande distanza; nè gli amplificatori ionici, quando già ben servivano a quest'ultima, parvero ai telegrafisti adatti a rinforzare i loro segnali.

Quando, dieci anni or sono, ebbe inizio il più recente periodo di evoluzione della telegrafia, la sua situazione poteva così riassumersi.

La telegrafia continentale era servita per le linee di scarsa importanza da apparati Morse, capaci di una velocità di trasmissione di 60 lettere al minuto; per le linee di media importanza da apparati Hughes stampanti con una velocità di 80-150 lettere al minuto; e per le linee di grande importanza da apparati multipli e celeri, talora automatici, con una potenzialità fino a 800 lettere al minuto circa, oltre l'aggiunta su taluni circuiti del funzionamento in duplex ed in



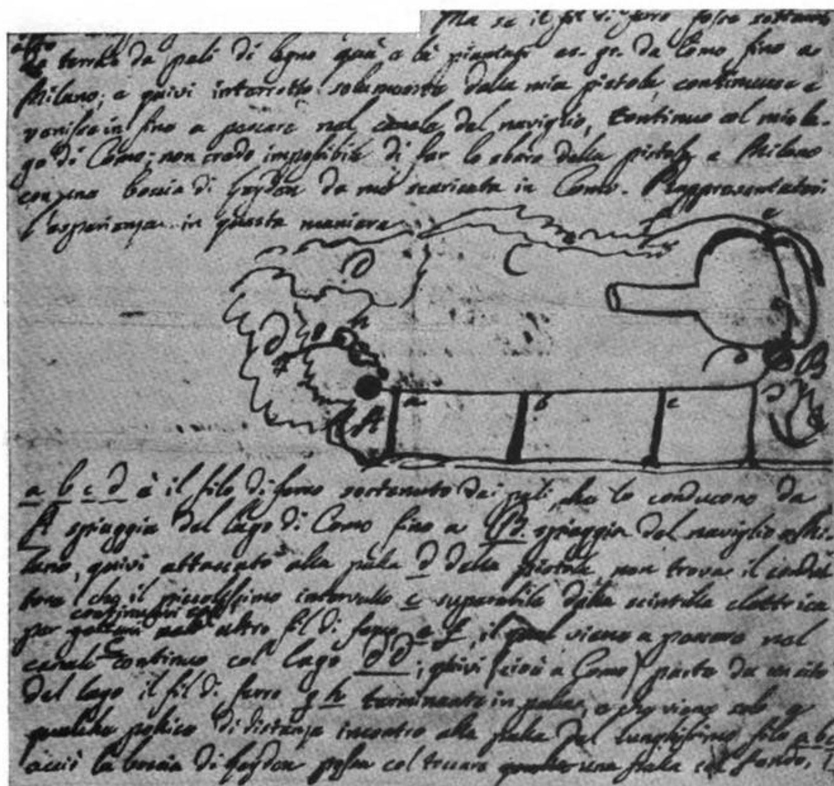
Fig. 3. — Guglielmo Weber.

quadruplex. Tali linee telegrafiche erano tutte aeree, soggette quindi a disturbi e ad interruzioni.

La telegrafia sottomarina transoceanica era servita da numerosi cavi sottomarini e da apparati galvanometrici registratori del tipo a sifone (*siphon recorder*). La velocità di lavoro si poteva ritenere di 150 lettere al minuto e alcuni cavi funzionavano in duplex.

Chi consideri di fronte a questa situazione lo stato attuale, che consente di trasmettere entro cavi, protetti contro ogni pericolo di perturbazione e di interruzioni, sia sotterranei sia sottomarini, o per via radio, con velocità di successione dei segnali quasi decuplicata, con sovrapposizione negli stessi circuiti di numerose comunicazioni simultanee e con registrazione stampata dei telegrammi, con possi-

bilità di uso di apparati telegrafici anche da parte di persone inesperte, che possono ormai conversare telegraficamente con rapidità superiore a quella della voce, può giudicare quale meraviglioso progresso sia stato compiuto in questo campo dalla ingegnosità umana.



Ma se il fil di ferro fosse sostenuto da pali di legno qua e là piantati es. gr. da Como fino a Milano, e quivi interrotto solamente dalla mia pistola, continuasse e venisse in fine a pescare nel canale del naviglio, continuo col mio lago di Como; non credo impossibile di far lo sbaro della pistola a Milano con una boccia di Leyden da me scaricata in Como. Rappresentatevi l'esperienza in questa maniera

a b c d è il filo di ferro sostenuto da' pali, che lo conducono da A spiaggia del lago di Como fino a B spiaggia del naviglio di Milano, quivi attaccato alla palla d della pistola, non trova il conduttore che il piccolissimo intervallo c superabile dalla scintilla elettrica per continuarsi coll'altro fil di ferro e f, il quale viene a passare nel canale continuo col lago DD; quivi (cioè a Como) parte da un sito del lago il fil di ferro g h terminante in palla, e che viene ad esser qualche pollice di distanza incontro alla palla del lunghissimo filo a b c; così la boccia di Leyden posso col toccare [illegible] una palla col fondo, [illegible]

Fig. 4. — Lettera di Alessandro Volta.

I perfezionamenti conseguiti dalla telegrafia nell'ultimo decennio possono raggrupparsi nelle seguenti tre grandi categorie : *a*) apparati telegrafici ; *b*) linee per telegrafia a grandissima distanza ; *c*) sistemi telegrafici multipli, atti alla trasmissione simultanea di più correnti per una maggiore utilizzazione delle linee.

Apparati telegrafici.

3. - *Apparati multipli.* — La caratteristica più importante dell'apparato telegrafico, cioè la possibilità di trasmettere nell'unità di

tempo il maggior numero di parole (il cosiddetto rendimento), venne perseguita con sistemi diversi ([2]).

Una prima categoria di apparati, che consente di aumentare il rendimento delle linee, è quella degli apparati multipli, che, inventati dal Baudot nel 1872, costituirono un perfezionamento fondamentale per la telegrafia rapida e, variamente modificati e migliorati, si affermarono come la base dei più celeri sistemi telegrafici moderni.

Il sistema Baudot conteneva in sè due principi geniali che, associati fin dalla loro origine, hanno costituito la ragione della sua sicura affermazione.

Anzitutto il principio della telegrafia multipla, secondo il quale la linea successivamente e periodicamente raccoglie i segnali che diversi operatori preparano e, mediante il sincronismo degli organi motori dei meccanismi delle due estremità, li distribuisce a corrispondenti macchine ricevitrici e stampanti. Si possono così stabilire sulla stessa linea ordinariamente quattro, al massimo sei, collegamenti telegrafici simultanei, aumentando presso a poco nello stesso rapporto la potenzialità della linea.

L'altro principio basilare, dovuto al Baudot, è quello del codice, che ancora oggi si dimostra il più perfetto. Laddove il codice Morse, usato per il passato, faceva ricorso alla successione di linee e di punti in vario numero, per modo che le varie lettere occupavano intervalli di tempo diversi, il Baudot introdusse il codice a cinque emissioni successive eguali. Con cinque emissioni si possono avere 32 combinazioni diverse, atte a formare tutte le lettere dell'alfabeto ed alcuni segnali complementari. Col passaggio convenzionale dalle lettere alle cifre si possono avere altrettanti nuovi segni.

Questo codice, che dà luogo a segnali tutti della stessa durata, occupanti sempre la linea per un intervallo di tempo corrispondente a cinque emissioni, si è ormai generalizzato nell'uso, malgrado numerosi tentativi di formare altri codici, più o meno ingegnosi.

Al Baudot spetta altresì il merito di aver ideato il traduttore della successione delle impulsioni telegrafiche in caratteri stampati, cosicchè i telegrammi in arrivo risultano scritti in lettere. Fu pure da lui inventato un ripetitore (relè) sensibilissimo, necessario complemento del suo sistema, che, richiedendo correnti relativamente intense per l'azionamento meccanico del traduttore, non può utilizzare impulsioni in arrivo troppo deboli. Il relè Baudot serve poi a diverse fun-

---

([2]) Secondo il parere del C. C. I. T. (Comitato Consultivo Internazionale Telegrafico), la *velocità di trasmissione* di un collegamento telegrafico è definita dal numero delle emissioni elementari, che possono essere trasmesse e ricevute correttamente durante un minuto secondo. Il valore di quella velocità di trasmissione che corrisponde ad una emissione per secondo ha ricevuto il nome di *baud* per onorare la memoria del Baudot.

Tuttavia nella presente esposizione di carattere generale, dovendo paragonare fra loro sistemi telegrafici molto diversi, si è usato quale indice di rendimento il numero delle lettere al minuto primo.

zioni di traslazione e di smistamento, associato alle macchine Baudot negli uffici telegrafici.

Dopo successivi perfezionamenti, diretti sovratutto ad assicurare la sicurezza e la regolarità di funzionamento dell'intero sistema, quali l'introduzione del regolatore sincrono e del dispositivo per la rettificazione dei segnali, l'apparato Baudot venne adottato nelle principali comunicazioni telegrafiche a grande traffico. Tra le prime notevoli applicazioni è da ricordare la traslazione rotante di Torino sul circuito Parigi-Roma, installata nel 1889. Questa traslazione, tuttora funzionante, riceve a Torino i segnali provenienti da Parigi, li rinforza e li ritrasmette a Roma, effettuando poi, in un periodo immediatamente successivo, la trasmissione inversa; e consente altresì di convogliare i telegrammi provenienti da Parigi in altre direzioni.

In epoca più recente si hanno esempi di Baudot quadruplici e triplici funzionanti in duplex, cioè con possibilità di trasmissione simultanea di due telegrammi in direzione opposta sullo stesso filo e per ogni settore. Di ciò è esempio notevole l'applicazione attuata nel 1924 sul cavo sottomarino Nizza-Genova, con funzionamento duplice e quadruplice e prolungamento per ritrasmissione da Nizza in sestuplo verso Marsiglia ed in quadruplo verso Parigi, mediante ritrasmissione a Lione. La installazione di Genova, montata con ritrasmettitore, può prolungare una parte dei suoi settori verso Roma e Milano ed anche verso Torino od altre località, quando sono interrotte le linee che valicano le Alpi (3). In tempi successivi il sistema Baudot si è ancora avvantaggiato utilizzando i nuovi principi e sistemi, che tendono a rendere più celere la formazione dei segnali, si è adattato cioè al funzionamento automatico con striscia perforata ed ai vari sistemi di telegrafia ad onde vettrici, divenendo di essi potente ausiliario.

Il più recente perfezionamento, attuato nell'apparecchio ricevitore del sistema Baudot, consiste nel traduttore statico Eglin Cartier. Con esso si elimina la difficoltà principale del sistema multiplo, quella di mantenere un rigoroso sincronismo tra l'apparato ricevitore ed il trasmettitore. Il ricevitore è, in questo sistema, immobile, donde il nome di « statico », e le successive operazioni necessarie alla impressione dei caratteri vengono compiute da un unico potente elettromagnete con opportuni dispositivi cinematici.

---

(3) La Baudot è usata in Italia per i cavi sottomarini più importanti: così si hanno due quadruple Baudot in duplice sui due cavi Napoli-Palermo, una tripla in duplice sul cavo Genova-Fiumicino, una dupla in duplice sul cavo Castel Porziano-Messina e sul cavo Cagliari-Palermo, una quadrupla in semplice sul cavo telegrafico Fiumicino-Terranova, e così via. Le dette comunicazioni in cavo sono sfruttate anche col sistema della « Baudot scaglionata »: così ad esempio con uno dei cavi Napoli-Palermo si hanno quattro settori per il servizio fra Napoli e Palermo e quattro settori fra Palermo e Milano con l'uso di un filo aereo fra Napoli e Milano e con ritrasmissione a Napoli; col secondo cavo Napoli-Palermo si ha una comunicazione simile Palermo-Napoli-Roma; col cavo della Sardegna, in unione con fili di raccordo Roma-Fiumicino, Terranova-Sassari e Terranova-Cagliari, si hanno due settori fra Cagliari e Sassari.

Appare qui la moderna tendenza, che ha trovato completa attuazione nella telescrivente, di sostituire sistemi aritmici agli apparati sincroni.

4. - *Trasmissione automatica - Tastiera Miniotti.* — La macchina Baudot richiede per parte degli operatori una particolare perizia, non solo per l'applicazione del codice a cinque unità, ma anche per seguire nella formazione dei segnali la *cadenza* colla quale essi debbono succedersi.

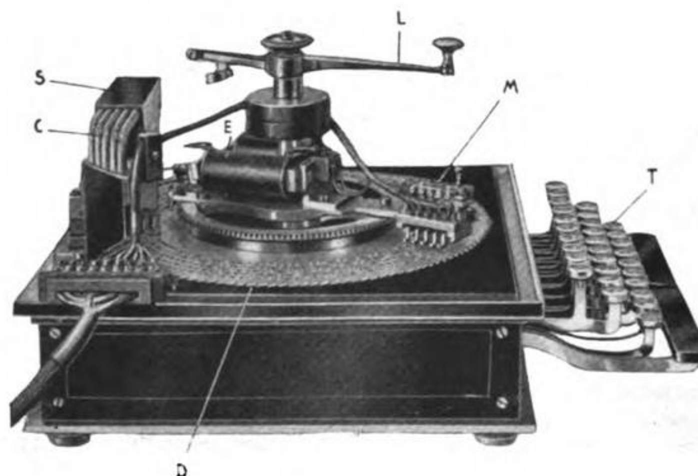


Fig. 5. — Tastiera Miniotti.

T - tastiera; *D* - disco immagazzinatore; *s* - tramoggia per le sferette; *C* - canali adduttori delle sferette; *M* - trasmettitore dei segnali; *E* - elettromagnete di avanzamento; *L* - leva a mano.

Queste difficoltà sono state genialmente superate mediante uno speciale sistema automatico (inventato dal funzionario dell'Amministrazione italiana dei Telegrafi, signor Miniotti), che funziona ottimamente su linee di molta importanza. Esso è costituito da una tastiera simile a quella della macchina da scrivere, che si applica all'apparato Baudot in sostituzione del manipolatore a cinque tasti e permette all'operatore di trasmettere indipendentemente dalla cadenza e di conseguire altresì una maggiore velocità di trasmissione. L'aumento di velocità è ottenuto mediante l'immagazzinamento dei segnali, attuato nel modo seguente (fig. 5). Un disco di acciaio, disposto orizzontalmente, può rotare intorno ad un asse verticale. Esso porta radialmente 132 serie di cinque fori ed avanza a scatti di 1/132 di giro, non appena uno qualunque dei tasti, previamente premuto, venga abbandonato. Nel suo movimento di rotazione il disco passa sotto a cinque tubi, comunicanti con un recipiente a tramoggia dal quale possono scendere sferette di acciaio di diametro conveniente per en-

trare nei fori del disco. Ad ogni scatto il disco trascina con sè cinque sferette, che riempiono una serie di cinque fori. Esse scorrono sopra un piano di acciaio, sottostante al disco, e vengono a trovarsi, in uno scatto successivo, al disopra di cinque aperture praticate nel piano e provviste di otturatori manovrati dalle leve della tastiera. L'abbassamento di un tasto provoca l'apertura di un determinato numero di questi otturatori e la conseguente caduta delle sferette relative. Le sfere che rimangono nei fori del disco formano la combinazione voluta; essa rimane così immagazzinata e passando, in un tempo successivo, sotto ad un piccolo trasmettitore a cinque leve, analogo a quello ordinario Baudot, provoca il movimento delle leve e la conseguente trasmissione dei segnali.

In confronto col sistema a mano il trasmettitore Miniotti ha il pregio di facilitare grandemente il lavoro dell'operatore e di rendere più rapida ed esatta la trasmissione. In confronto coi sistemi automatici a zona perforata il sistema Miniotti ha ancora il vantaggio di eliminare la spesa delle strisce di carta.

5. - *Apparati automatici celeri.* — Invece di utilizzare maggiormente la linea col trasmettere negli intervalli compresi tra un segnale e l'altro dello stesso telegramma altri segnali di diversi dispacci, si è cercato di raggiungere lo stesso scopo rendendo sempre più rapida la successione dei segnali di un unico telegramma.

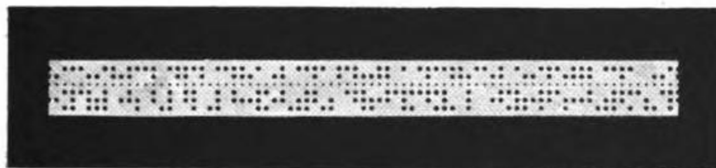


Fig. 6. — Striscia perforata per codice a cinque unità.

Essendo troppo tarda la mano dell'operatore, vennero escogitati gli apparati automatici, dove alla trasmissione manuale viene sostituito l'uso di una striscia di carta perforata, che, passando rapidamente sopra ad aghi mobili, dà luogo, con la loro penetrazione attraverso a sistemi di fori diversamente distanziati e collocati, ad impulsioni elettriche corrispondenti ai segnali da trasmettere. La fig. 6 rappresenta una striscia con la perforazione corrispondente al codice a cinque unità. In queste strisce si può accumulare l'opera di diversi telegrafisti e la linea viene così più intensamente utilizzata, mentre il traffico telegrafico può essere distribuito in modo uniforme. La ricezione può anch'essa farsi analogamente su striscia perforata.

Naturalmente vi sono limiti alla velocità raggiungibile coi sistemi automatici, perchè al crescere di essa compaiono gravi difficoltà inerenti ad ogni parte della trasmissione: all'apparato trasmettente, per la formazione di impulsioni nette e ben staccate; alla linea,

ove, in dipendenza delle sue caratteristiche e particolarmente della sua costante di tempo, i segnali non possono succedersi troppo rapidamente, senza subire distorsione eccessiva; all'apparato ricevitore, che, per effetto della sua costante di tempo e della inerzia dei suoi organi meccanici, è relativamente pigro nel ricevere e nel tradurre in segnali le impulsioni di corrente.

Un geniale ricevitore fu proposto da W. von Siemens nel 1903 per cercare di eliminare gli effetti di inerzia meccanica ed elettrica, pure ottenendo segnali stampati (fig. 7).

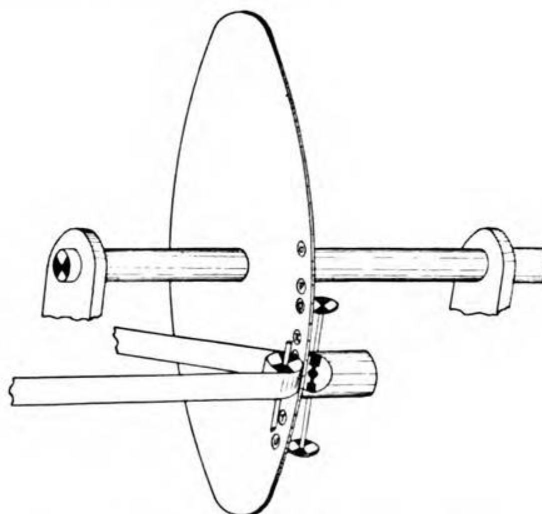


Fig. 7. — Apparato telegrafico celere a scintilla.

Un sottile disco rotante porta sulla sua periferia, segnate su dischetti di vetro, le lettere dell'alfabeto. Di fronte ad una faccia di questo disco trovasi in posizione determinata uno spinterometro tra le cui punte può avvenire una forte scintilla prodotta dalla scarica di un condensatore. In posizione opposta rispetto al disco passa, spostandosi di moto continuo, una zona di carta sensibile. Quando avviene la scintilla tra le punte dello spinterometro il carattere, che in quell'istante si trova innanzi ad esso, viene riprodotto sulla carta sensibile che passa successivamente nei bagni di sviluppo e di fissaggio.

Ove si immagini che il disco del ricevitore ruoti sincronicamente con un distributore nella stazione trasmettente, e che questo invii l'impulsione di corrente in modo che arrivi precisamente nell'istante in cui la lettera che si vuole trasmettere, incisa sul disco, passa innanzi alla carta sensibile, si comprende come si possa avere la impressione di questa lettera. Siccome la durata della scintilla è inferiore ad un millesimo di secondo ed è possibile far girare il disco

a grandissima velocità, il sistema potrebbe teoricamente consentire una enorme velocità telegrafica. Ma, mentre permangono le limitazioni nella formazione e nella propagazione degli impulsi, il sistema si è dimostrato in pratica meno efficiente di altri che, approfittando dei perfezionamenti per esso ideati, lo hanno sostituito con vantaggio.

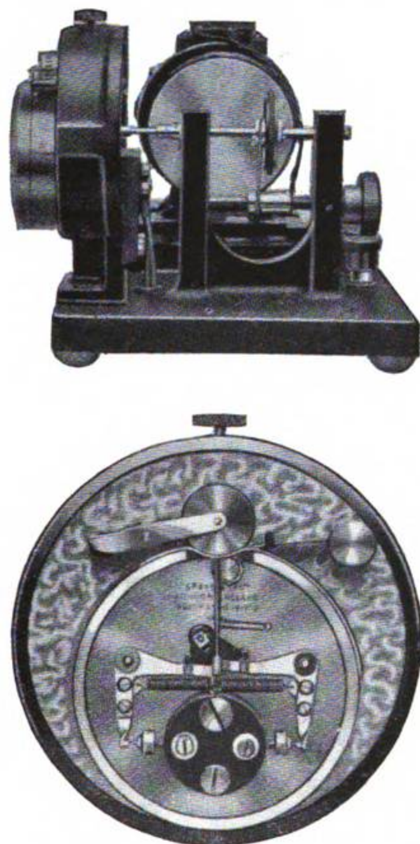


Fig. 8. — Apparato automatico trasmettente Creed.

Il prototipo degli apparecchi automatici celeri (il cui principio è largamente utilizzato nei moderni sistemi) è costituito dalla macchina di Wheatstone. Altro apparato, usato largamente anche in radiotelegrafia è il Creed (fig. 8) ed altro ancora il Morkrum. Anche la casa Siemens ha introdotto un suo sistema automatico, che ha la caratteristica di dare i telegrammi stampati, per mezzo di un traduttore elettrico molto celere.

La zona viene perforata con apposita macchina a tastiera (fig. 9) ed è poi fatta passare nel trasmettitore automatico (fig. 10). Alla ricezione si può usare, ove occorra disporre di una nuova striscia perforata, la macchina ricevente punzonatrice (fig. 11), ovvero il ricevitore automatico (fig. 12), se si vuole il testo del dispaccio direttamente stampato su zona.

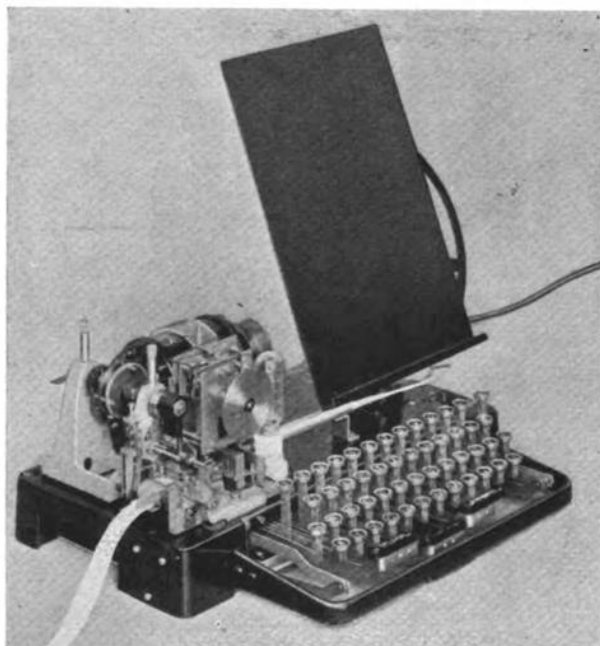


Fig. 9. — Tastiera perforatrice Siemens.

Il sistema ha una potenzialità, espressa in lettere al minuto, poco superiore a quella del sistema Baudot quadruplo e sestuplo, ma ne differisce in quanto che i segnali di ogni telegramma si succedono in modo continuo, mentre, nei sistemi multipli, tali segnali si seguono in modo intermittente. Le velocità raggiunte sono dell'ordine di 1000 lettere al minuto. La ricezione su striscia perforata, invece che su zona o foglio stampato, può servire a ritrasmettere in altra direzione il telegramma senza bisogno di decifrarlo ed è particolarmente utile quando lo stesso telegramma deve essere ritrasmesso più volte. La zona perforata può a sua volta essere tradotta in caratteri stampati mediante traduttori automatici. Il sistema celere automatico Siemens è usato sui circuiti Milano-Berlino, Milano-Francoforte.

6. - *Generalità sulle macchine telescriventi.* — Accanto alla serie degli apparati telegrafici, che è venuta successivamente perfezionan-

dosi per attuare le caratteristiche di automaticità e di celerità richieste dalle linee di grande traffico, si sono sviluppate altre macchine, dette telescriventi o teletipi, che sia nella trasmissione, sia nella ricezione funzionano come macchine da scrivere. Con esse un operatore, anche non esperto di codici, può formare su di una ordinaria tastiera di macchina da scrivere il messaggio, che viene riprodotto alla ricezione con scrittura ordinaria a stampa su zona, su foglio od anche su striscia perforata.

Questi apparati, di manipolazione molto facile, funzionano secondo il principio che in inglese si chiama « *start stop* » e noi diremo

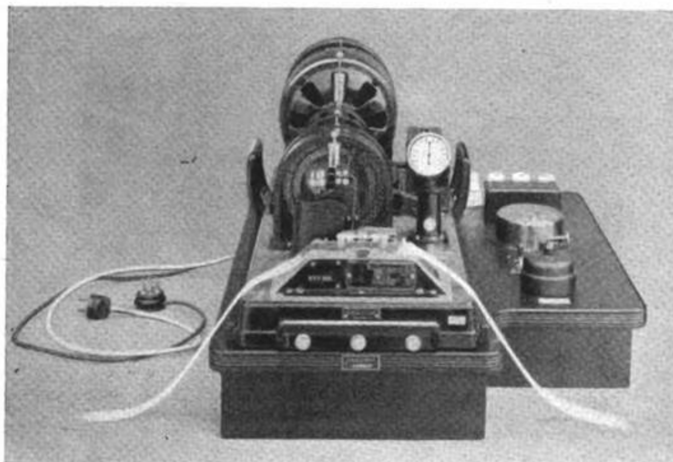


Fig. 10. — Apparato telegrafico automatico Siemens. Trasmettitore.

« aritmico », perchè assicura la concordanza di funzionamento fra trasmettitore e ricevitore, senza ricorrere ad organi in movimento continuo ed al principio del sincronismo.

Finchè non si trasmette, il sistema dei meccanismi è fermo; quando invece si manda un segnale, vengono posti in funzione automaticamente, mediante accoppiamento a motori elettrici posti in moto all'inizio della trasmissione, gli organi trasmittenti e riceventi delle due stazioni. Appena compiuto un giro, cioè appena trasmessa la combinazione corrispondente al segnale, tutto ritorna allo stato di riposo. Ne segue che, mentre nei sistemi a rotazione continua i piccoli inevitabili scarti di velocità vengono sommandosi, e si richiedono mezzi di correzione del sincronismo, col sistema ad impulsi aritmici, gli organi corrispondenti, che allo stato di riposo sono nella posizione voluta, compiono un solo giro, durante il quale non possono manifestarsi spostamenti di fase nocivi.

Ai sistemi aritmici compete naturalmente una minore velocità, che non ai sistemi sincroni, sopra tutto perchè gli organi rotanti deb-

bono vincere ogni volta la loro inerzia di avviamento. Tuttavia si può facilmente telegrafare con la velocità di 250 caratteri al minuto

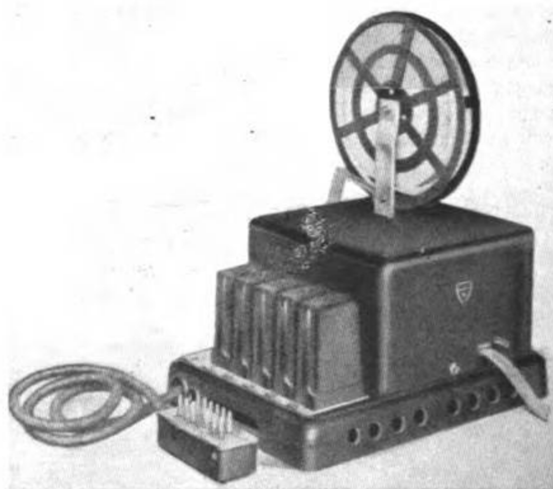


Fig. 11. — Macchina ricevente punzonatrice Siemens.

primo, corrispondente alla velocità di una buona dattilografa. Recenti apparecchi per l'uso a grande distanza consentono di raggiun-

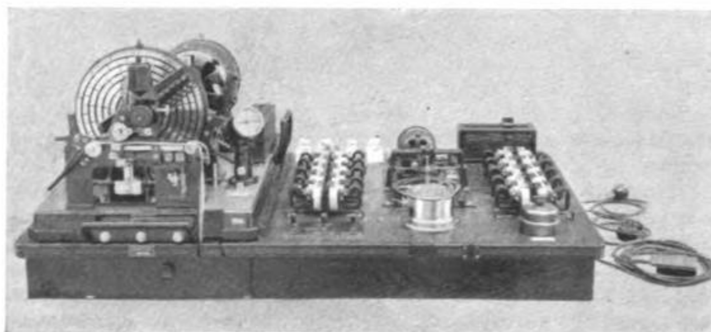


Fig. 12. — Apparato telegrafico automatico Siemens. Ricevitore.

gere velocità di 400 lettere al minuto, nel qual caso si usa la trasmissione con striscia perforata.

Diversi costruttori fabbricano gli apparati aritmici, che stanno prendendo grande diffusione, come facile mezzo di comunicazione

scritta, tanto per collegamenti entro l'ambito di un edificio e di una città, quanto per collegamenti a grande distanza.

Il principio di funzionamento degli apparati aritmici è ordinariamente quello della emissione, in linea, di impulsioni secondo il codice a cinque unità e della loro traduzione in caratteri stampati mediante appositi combinatori. I vari tipi sono fondati sugli stessi principi e differiscono solo per particolari costruttivi.

7. - *Trasmettitrice Morkrum.* — Al disotto delle leve dei tasti di una tastiera analoga a quella di una macchina da scrivere, si trovano cinque traverse formate da lame di acciaio il cui bordo superiore è fornito di intagli a piano inclinato, disposti variamente secondo le combinazioni del codice a cinque unità. Le traverse sono guidate alla loro estremità e poggiano su rulli scorrevoli. Quando si

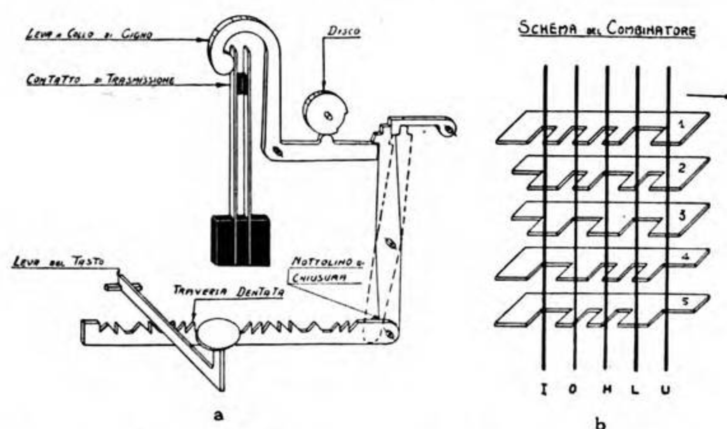


Fig. 13. — Principio del funzionamento della telescrivente Morkrum.

abbassa un tasto, la sua leva si appoggia su alcuni degli intagli inclinati e sposta le traverse a destra o a sinistra a seconda che la leva del tasto ha agito su di una inclinazione destra o sinistra (fig. 13 *a*).

Ciascuna traversa porta alla sua destra un incavo in cui penetra una leva verticale. Questa leva, detta nottolino di chiusura, è oscillante attorno ad un perno orizzontale e termina alla sua parte superiore con un becco che normalmente trattiene una seconda leva. Quest'ultima, oscillante anch'essa intorno ad un perno orizzontale, ha forma di gomito ed il suo braccio superiore, foggiato a collo di cigno, comanda un contatto a molia. Quando la parte inferiore della traversa si porta verso sinistra, il becco del nottolino abbandona la leva a collo di cigno, che risulta quindi pronta a muoversi per effettuare la chiusura del contatto corrispondente.

Al disopra delle cinque leve a collo di cigno gira un asse, che porta cinque ruote munite ciascuna di un intaglio; questi intagli sono

spaziati sulle diverse ruote di 1/5 della periferia. Le leve a collo di cigno portano una sporgenza che può penetrare nei suddetti intagli. Quando le leve sono libere di muoversi, le loro sporgenze possono penetrare successivamente negli intagli dei dischi e provocare l'uno dopo l'altro la chiusura dei cinque contatti; quando invece le leve sono tenute indietro dai becchi dei nottolini di chiusura, esse non possono muoversi ed i contatti rimangono aperti. A seconda quindi delle traverse che sono state spostate e dei nottolini che hanno corrispondentemente liberato le leve a collo di cigno, vengono mandati in linea l'uno dopo l'altro gli impulsi che caratterizzano (nel codice a cinque unità) la lettera segnata sul tasto premuto dall'operatore.

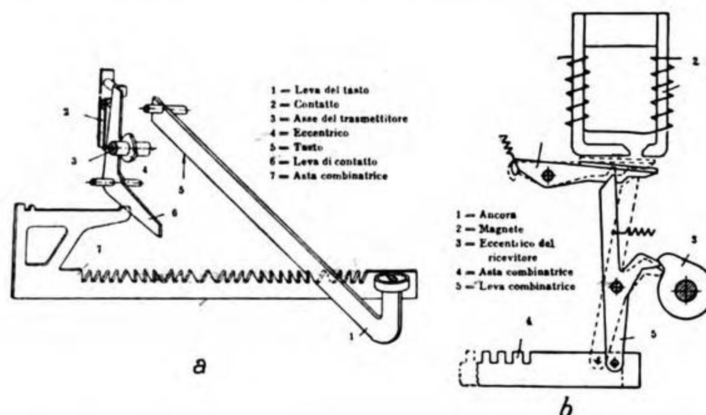


Fig. 14. — Principio del funzionamento della telescrivente Siemens.

8. - *Ricevitrice Morkrum.* — L'apparato ricevente traduce in caratteri stampati i segnali inviati dall'apparato trasmittente. I diversi caratteri sono fissati su sbarrette, che colpiscono una striscia di carta, portata da un cilindro come nelle macchine da scrivere. Il meccanismo del traduttore compie le seguenti funzioni: scegliere le sbarre dei caratteri e farle battere sulla carta, fare avanzare la carta, muovere il nastro colorato e spostare il cilindro di impressione nel senso normale al suo passo per imprimere l'uno o l'altro dei due caratteri portati da ciascuna sbarretta, come nelle macchine da scrivere. Le sbarrette dei caratteri sono disposte a semicerchio e funzionano quando vengono azionate dall'organo selettore. Questo consiste in cinque settori di forma semicircolare disposti l'uno accanto all'altro e portanti una serie di vuoti corrispondenti alle combinazioni del codice a cinque unità. I cinque settori vengono spostati dall'armatura del rispettivo elettromagnete di ricevimento in conseguenza degl'impulsi di corrente in arrivo. Mediante tale spostamento si determinano gli allineamenti degli incavi, in cui possono penetrare le sbarre che comandano i vari caratteri, e mediante l'azione combinata dei cinque selettori si possono formare le 35 combinazioni re-

lative a tutti i caratteri ed i segni necessari (fig. 13 *b*). Quando il meccanismo selettore ha determinato l'allineamento dei cinque intagli per una data traversa, questa penetra nell'incavo e mediante uno spostamento di leve provoca la battitura del carattere.

Il meccanismo dell'apparato ricevitore è messo in movimento quando si inizia la trasmissione del segnale, e si arresta automaticamente quando la trasmissione cessa.

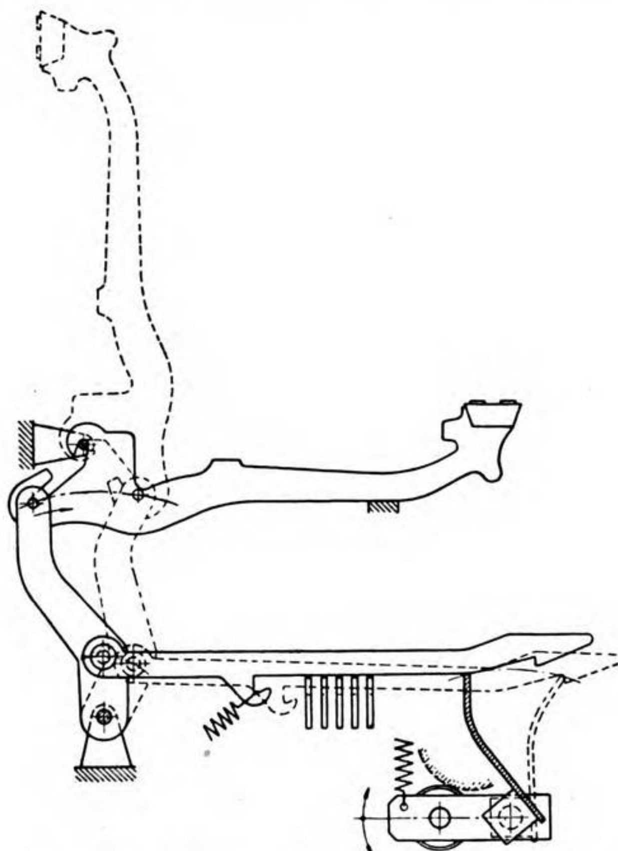


Fig. 15. — Schema degli organi meccanici della ricevitrice Siemens.

9. - *Trasmettitrice Siemens.* — Nella telescrivente Siemens l'apparato trasmettente è analogo a quello Morkrum. La serie di impulsi stabilita per ogni lettera viene ottenuta abbassando il tasto sotto il quale sono disposte trasversalmente cinque aste combinatrici: queste portano speciali denti che, a seconda che sono inclinati a destra o a sinistra, spostano le aste da un lato o dall'altro. Mediante sporgenze di arresto fissate all'estremità delle aste, vengono liberate

o bloccate le corrispondenti cinque leve di contatto. Contemporaneamente la leva del tasto abbassato produce l'accoppiamento di un motore (che ruota fin che dura la trasmissione) con l'asse del trasmettitore, portante cinque eccentrici sfasati l'uno rispetto all'altro. Quando l'asse fa un giro, gli eccentrici fanno agire le leve che sono rimaste libere, originando una determinata serie di impulsi, cosicchè il segnale corrispondente al tasto premuto viene trasmesso attraverso alla linea. La fig. 14 *a* indica la costruzione del sistema trasmettente. Finito il giro, l'albero che porta gli eccentrici si disgiunge dal motore e resta fermo anche se il tasto fosse ancora abbassato. Trasmettendo con la striscia perforata, la tastiera viene sostituita con altro dispositivo appropriato.

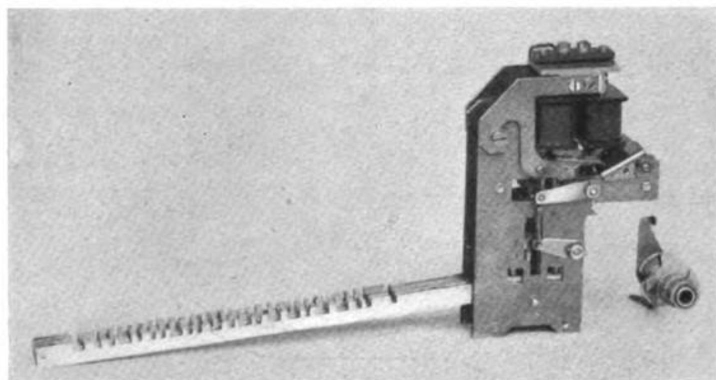


Fig. 16. — Organi di ricezione della macchina telescrivente Siemens.

10. - *Ricevitrice Siemens*. — Nell'apparato ricevente gli impulsi di corrente vanno ad una elettrocalamita sotto le cui espansioni polari stanno cinque ancore. A mezzo di un asse portante cinque eccentrici, che gira contemporaneamente all'asse del trasmettitore, le ancore vengono sollevate successivamente sotto la calamita, prendendo la posizione punteggiata (fig. 14 *b*) e, a seconda che in quell'istante passa o no la corrente, vengono trattenute oppure ricadono.

Un pregio particolare della telescrivente Siemens consiste nel fatto, che il magnete non deve attrarre l'ancora, ma solo trattenerla, il che richiede assai poca energia, e l'apparecchio può quindi funzionare con una intensità di corrente molto ridotta (30 milliampere). Per mezzo delle ancore, attraverso un sistema di leve, le cinque aste del ricevitore assumono posizioni corrispondenti a quelle delle cinque aste del trasmettitore, si dispongono cioè in modo tale, che per ogni combinazione si hanno cinque intagli disposti lungo una sola fila. Si viene così a formare una sola scanalatura nella quale cade la sbarra del sistema stampante corrispondente a quella determinata lettera: essa a sua volta, a mezzo di un regolo azionato dal motore, comanda la stampatura (fig. 15 e 16).

Siccome ogni martelletto scrivente porta due segni a seconda che si scrivono lettere o cifre, il rullo scrivente ove essi battono deve potersi sollevare e abbassare; ciò viene ottenuto mediante apposita sbarra nella macchina ricevente, che entra in funzione quando nella stazione trasmittente viene abbassato il tasto « cifre e segni » situato davanti alla tastiera. Azionando il tasto « lettere » il rullo ricade per il proprio peso e riprende la posizione normale. Una leva speciale, azionata da apposito tasto, fa squillare un campanello per chiamare il personale della stazione ricevente a raccogliere il di-

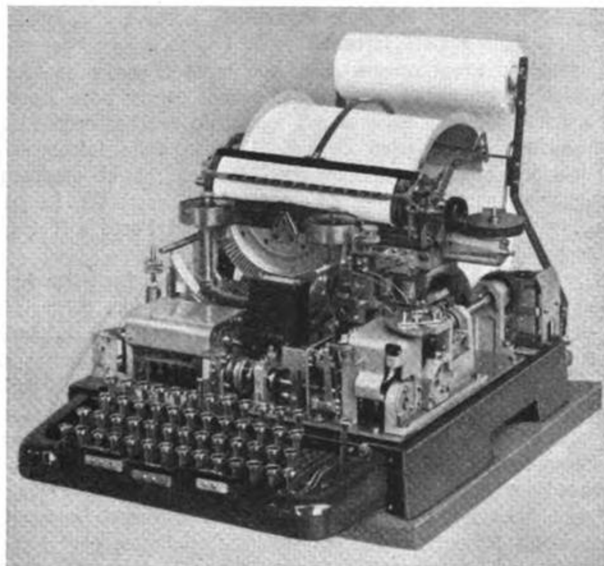


Fig. 17. — Telescrivente Siemens.

spaccio. E' anche possibile dalla stazione trasmittente mettere in azione la macchina ricevente in assenza del personale e fermarla appena ultimata la trasmissione.

Tutti i movimenti dell'apparecchio ricevente avvengono automaticamente, senza alcun intervento manuale; la potenza necessaria è fornita dal motore, a cui viene innestato l'organo ricevitore mediante l'impulso di apertura che inizia ogni lettera. Il motore può funzionare sia a corrente continua sia a corrente alternata. Un regolatore a forza centrifuga mantiene costante la velocità, che può essere facilmente rilevata a mezzo di un tachimetro a linguetta. Negli apparecchi completi (fig. 17) trasmittenti e riceventi, un solo motore basta per i due organi.

Per la trasmissione dei segnali viene usata corrente continua a circa 60 V ed è sufficiente che l'alimentazione sia disponibile presso una sola delle due stazioni.

11. - *Uso delle telescriventi.* — Il primo impiego delle telescriventi ebbe di mira le comunicazioni interne dei grandi uffici, dove è di particolare utilità tanto il lasciare traccia scritta del messaggio, quanto il poterlo trasmettere anche in assenza del destinatario. In Italia sono state fatte da tempo importanti applicazioni di telescriventi presso alcuni ministeri ed altri pubblici uffici.

Le applicazioni telegrafiche vennero iniziate collegando nell'ambito delle città alcuni uffici pubblici e privati di particolare importanza con gli uffici telegrafici, allo scopo di rendere più sollecito e sicuro l'inoltro dei telegrammi. Il sistema dà infatti più complete garanzie, che non il servizio dei fonotelegrammi, posto a disposizione dei propri utenti dalle società telefoniche.

La telegrafia propriamente detta non tardò a sua volta ad utilizzare le telescriventi per il servizio dei piccoli centri, dove sono uffici affidati a personale non esperto nel maneggio dell'apparato Morse e nella traduzione del relativo codice. Il costo della telescrivente è certo superiore a quello dell'apparato Morse, ma si ottengono in cambio notevoli semplificazioni ed economie di esercizio. In Italia il sistema è già usato dalla Amministrazione delle Poste e Telegrafi a questo scopo.

Un impianto di telescriventi a distanza è stato installato in Italia dal Ministero della Aeronautica; esso comprende una centrale automatica del tipo Standard Creed collegata con macchine telescriventi Creed e permette di svolgere direttamente la corrispondenza scritta fra i vari uffici di Roma e i comandi e le altre autorità locali in Italia, per il tramite della rete telefonica intercomunale.

La telescrivente ha avuto in questi ultimi anni grandi successi che fanno pronosticare per essa una larga diffusione, destinata probabilmente a mutare radicalmente il carattere della telegrafia e ad influire sulla stessa telefonia. I teletipi vengono ormai impiegati largamente, tanto in sostituzione di apparati telefonici per comunicazioni dirette tra i corrispondenti, quanto per la telegrafia a grande distanza, sia su linee proprie, sia entro cavi telefonici. L'apparato telegrafico si contrappone così direttamente a quello telefonico con alcune prerogative che possono farlo preferire in molti casi.

I vantaggi che offre il sistema telescrivente sono i seguenti:

— La comunicazione è scritta e rimane quindi registrata.

— Si evitano gli errori inerenti alla trasmissione verbale, specialmente nel caso di cifre, di nomi propri e di sigle, e si possono usare cifrari.

— La corrispondenza fra persone parlanti diverse lingue è resa assai più agevole.

— Le comunicazioni possono essere immediatamente passate ad altre persone per l'ulteriore sèguito, ciò che è di singolare importanza nei servizi giornalistici.

— La comunicazione può essere registrata anche alla stazione trasmittente così da avere il controllo delle comunicazioni eseguite.

— Le comunicazioni ricevute su strisce perforate possono essere ritrasmesse in più direzioni.

— Il messaggio può essere ricevuto in assenza del corrispondente, ovvero mentre questo attende ad altre operazioni.

— Coll'uso della trasmissione a striscia perforata il rendimento è molto elevato, superiore a quello della parola.

— L'uso della macchina è molto semplice, cosicchè chiunque può servirsene, a differenza di quanto avviene per le altre macchine telegrafiche.

Le particolarità esposte rendono ragione della crescente diffusione del nuovo sistema, che ha imposto di risolvere problemi nuovi e difficili di impianto, di esercizio e di traffico. Attualmente il sistema delle comunicazioni a grande distanza con le telescriventi ad uso del pubblico è particolarmente diffuso negli Stati Uniti d'America, in Germania ed in Inghilterra.

12. - *Le telescriventi negli Stati Uniti d'America.* — Già da diversi anni la « American Telephone and Telegraph Co. » ha promosso la formazione di reti particolari di telescriventi, che utilizzano i circuiti telefonici e consentono il collegamento telegrafico fra le diverse succursali di agenzie giornalistiche e finanziarie, e di grandi organizzazioni in genere. Tali reti private si sono moltiplicate e già al principio del 1931 il sistema Bell aveva installato più di 10.000 telescriventi al servizio di circa 800 società. D'altro lato le società telegrafiche americane, ed in specie la « Postal and Telegraph Western Union », avevano diffuso in concorrenza con la « American Telephone and Telegraph Co. » le macchine telescriventi per comunicazioni telegrafiche con linee proprie, costituendo una rete speciale molto ampia, indipendente dalla rete telefonica.

Il sistema della « American Telephone and Telegraph Co. » permette, come si è detto, di effettuare la comunicazione diretta dei due abbonati mediante la rete telefonica controllata da questa organizzazione. Si usano tavoli di commutazione speciali per consentire il collegamento rapido di macchine situate anche a migliaia di kilometri di distanza. Se l'abbonato destinatario non è presente, l'operatrice domanda al richiedente se vuole trasmettere egualmente il telegramma e, in caso affermativo, manovra a distanza l'apparecchio ricevitore dell'abbonato assente così da fare avvenire la registrazione. Un abbonato può trasmettere contemporaneamente lo stesso telegramma a dieci differenti destinatari. La velocità di trasmissione è di circa 360 lettere al minuto. La telefonista commutatrice si serve, per tutte le comunicazioni, soltanto della macchina telescrivente, anzichè del telefono; è l'operatrice stessa che provvede a registrare la durata di ogni singola comunicazione. La tariffa è di 20 centesimi di dollaro per ciascun periodo di 5 minuti o frazione di 5 minuti per la città e si modifica in funzione della distanza per le comunicazioni interurbane.

Il sistema delle « compagnie telegrafiche » è caratterizzato da ciò, che ogni abbonato non comunica direttamente con l'abbonato al quale intende di telegrafare, ma la sua comunicazione formata sulla tastiera della telescrivente è ricevuta sotto forma di zona perforata

nella centrale di commutazione. Tale zona viene passata ad un apparecchio trasmettitore automatico che ne invia i segni alla macchina ricevente stampante dell'abbonato voluto, se nella stessa città, ovvero ad un altro centro di commutazione, se l'abbonato risiede in altra città od appartiene alla rete di altra compagnia. Quivi il dispaccio è ancora ricevuto su striscia perforata, che l'operatore inserisce poi sul trasmettitore automatico connesso con la macchina telegrafica dell'abbonato. La tariffa di questo servizio è basata sulla durata della trasmissione e vale due volte la tassa di un telegramma di dieci parole scambiate tra gli estremi, per i primi tre minuti, ed un terzo di tale tassa per ogni minuto o frazione di minuto eccedente i primi tre minuti. Tenuto conto della velocità della telescrivente, si deduce facilmente che, utilizzando appieno il periodo della trasmissione (durante il quale si possono trasmettere circa 100 parole), il costo del telegramma per questa via è circa la sesta parte di quello per via ordinaria. Naturalmente tale utile si consegue nel caso di lunghi telegrammi. Le macchine e le linee sono installate gratuitamente presso i clienti che garantiscono un traffico rappresentante almeno 150 dollari al mese.

13. - *Le telescriventi in Germania.* — In Germania il sistema delle telescriventi per le comunicazioni a grande distanza è stato applicato in modi diversi e con esperimenti attuati in larga scala. Fin dal 1928 l'amministrazione dei telegrafi ha consentito la telegrafia con telescriventi mediante l'uso di linee speciali, lasciate a disposizione degli utenti sia in modo permanente, sia per un determinato numero di ore ogni giorno. Questi circuiti sono inseriti nei cavi per la telefonia a grande distanza, e la spesa per il relativo uso comprende un primo contributo, una volta tanto, alla spesa di impianto, ed un canone mensile, che tiene conto della lunghezza complessiva delle linee, oltre ad una tassa corrispondente al presumibile guadagno dell'amministrazione per le comunicazioni che le vengono così sottratte. L'insieme degli oneri risulta molto elevato, così che i circuiti sono noleggiati solo dalle maggiori imprese finanziarie ed industriali.

Più recentemente si è compiuto in Germania un secondo passo col diffondere presso gli utenti del telefono gli apparati telegrafici aritmici. Fra i problemi tecnici inerenti a questa applicazione è di particolare importanza il fatto che le correnti telegrafiche, le quali hanno una frequenza fondamentale più bassa di quella telefonica, circa 50 hertz invece di 1000, non trovano nelle linee telefoniche, regolate per questa ultima frequenza, le caratteristiche adatte per una efficace trasmissione. Ad esempio i circuiti filtranti disposti nelle stazioni amplificatrici taglierebbero pienamente la via a correnti di frequenza telegrafica. Per attuare quindi il sistema telegrafico aritmico nelle lunghe linee si è fatto ricorso all'uso di correnti alternate a frequenza telefonica (correnti vettrici), modulate secondo i segnali telegrafici. All'arrivo occorre naturalmente una rettificazione per riottenere la corrente telegrafica, capace di azionare i relè della macchina ricevitrice. La corrente vettrice è amplificata dagli ordinari amplifi-

catori telefonici e ciò permette di attuare la telegrafia a grande distanza su cavi.

In Germania le comunicazioni del tipo descritto vengono fatte con l'aiuto di una corrente vettrice a frequenza di 1700 Hz e raggiungono quindi le stesse distanze delle comunicazioni telefoniche. La fig. 18 rappresenta lo schema dei circuiti di un impianto di telescrivente installato presso un apparecchio telefonico.

Per effettuare una trasmissione si chiede anzitutto telefonicamente il corrispondente, poi si sostituisce, mediante il commutatore, l'impianto della propria telescrivente al telefono. Se il corrispondente è

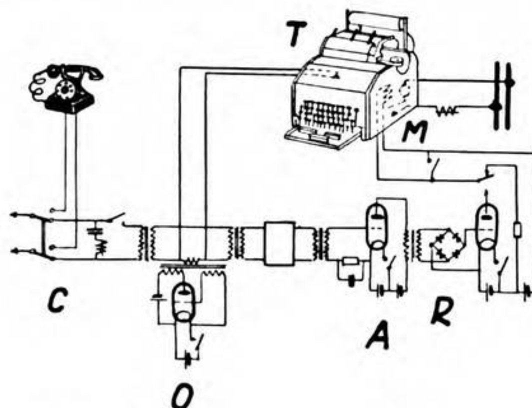


Fig. 18. — Circuiti di un impianto di telescrivente.

C - commutatore per inserire la telescrivente in luogo del telefono; *O* - oscillatore che genera la corrente a frequenza acustica per la trasmissione; *T* - contatti stabiliti dal meccanismo di trasmissione; *A* - amplificatore delle impulsioni in arrivo; *R* - complesso raddrizzatore ad ossido di rame; *M* - magnete che attiva la impressione dei segnali.

assente, ma ha lasciato inserita la sua telescrivente, la comunicazione può essere egualmente ricevuta. Per assicurarsi di ciò, si aziona un tasto speciale (« *Wer da* ») ed allora la macchina dell'abbonato chiamato risponde automaticamente col proprio nome e numero. Questo avviene mediante un congegno costituito da un cilindro munito di alette, le quali, rotando, abbassano i tasti relativi alla dicitura voluta (fig. 19). Conviene ancora, alla fine del telegramma, ripetere questa prova per assicurarsi che la trasmissione non sia stata interrotta durante il suo svolgimento. La tariffa è la stessa di una comunicazione telefonica interurbana.

Usando linee telegrafiche speciali, si possono impiegare i ben noti sistemi a più correnti vettrici ed avere fino a dodici trasmissioni simultanee, e si può così stabilire il nuovo servizio delle scriventi sulle vecchie linee senza aumento di impianti.

Per il servizio descritto le tasse sono eguali a quelle di una con-

versazione telefonica della medesima durata, in quanto che la utilizzazione della linea è la stessa nei due casi.

L'amministrazione tedesca, in seguito ai risultati ottenuti con le telescriventi, ha voluto, per diffondere maggiormente l'uso del telegrafo a domicilio, iniziare un esperimento di commutazione auto-

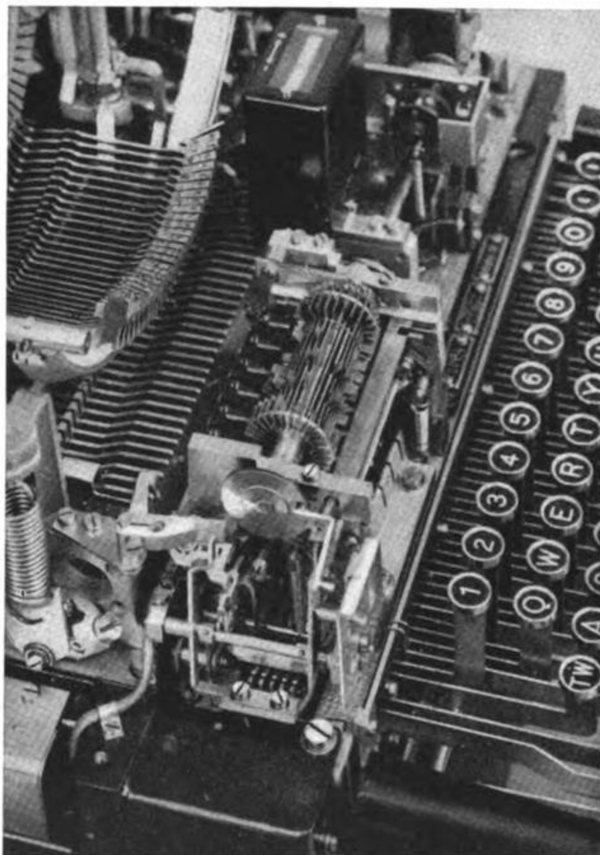


Fig. 19. — Congegno trasmettente il numero ed il nome dell'abbonato.

matica, sovrapposto al telefono mediante i sistemi di telegrafia infraacustica, armonica, ovvero a circuiti combinati. La commutazione avviene automaticamente con lo stesso sistema a dischi combinatori ed a selettori usati per la telefonia. Il sistema, che si progetta di estendere a tutta la Germania, funziona ora tra le due città di Berlino e di Amburgo ed altri centri minori. L'abbonato deve attualmente provvedere a sue spese gli apparecchi di tipo approvato dall'ammi-

nistrazione e curarne la manutenzione. Oltre ad una tassa mensile fissa commisurata alla lunghezza della linea viene pagata una tassa telegrafica di 1,8 marchi, pari a 8 lire circa, per 6 minuti di durata della comunicazione e di un terzo di questo ammontare per ogni supplemento di due minuti. Queste tasse sono circa la metà di quelle corrispondenti ad una conversazione telefonica della stessa durata e, ove si consideri che un telescrittore può trasmettere circa 35 linee dattilografate in sei minuti, si riconosce come il nuovo sistema presenti vantaggi economici non trascurabili. Nelle ore di minore traffico è consentita una riduzione di tariffa. La registrazione di queste tasse è automatica.

14. - *Le telescriventi in Inghilterra.* — In Inghilterra è stato introdotto da qualche tempo il servizio delle telescriventi sulle linee telefoniche a grande distanza, mediante l'uso di correnti vettrici a diversa frequenza. Vengono utilizzati per la telegrafia i circuiti combinati, specialmente nei cavi costituiti da quaterne a stella, nelle quali, come è noto, il circuito combinato non può servire per le comunicazioni telefoniche.

Per questo servizio, detto « Telex », il « General Post Office » fa pagare un canone annuo di 65 lire sterline per la fornitura e la manutenzione del telescrittore e relativi accessori, oltre alle tasse per la occupazione delle linee telefoniche, eguali a quelle relative alle comunicazioni telefoniche interurbane. Il servizio è stato esteso a tutta la rete telefonica britannica.

15. - *Nuovi sistemi.* — Oltre i sistemi descritti vengono studiandosi nuovi tipi di telescriventi, fondati su altri principi e miranti sovratutto a semplificare ed a ridurre il costo delle macchine, che costituisce tuttora un grave ostacolo alla loro diffusione. Sia consentito di accennare alla costruzione di una di queste macchine (*), dovuta ad un valoroso collega dell'Istituto Superiore di Ingegneria di Torino, che, con principio molto geniale, introduce la grande semplificazione di eliminare ogni organo in rotazione permanente e di ottenere le combinazioni elettriche corrispondenti ai vari caratteri, mediante la successione di due correnti alternate di diversa frequenza acustica. Queste, alla loro volta, stabiliscono alla ricezione, agendo su risuonatori meccanici, la scelta e l'azionamento della leva di impressione corrispondente al carattere trasmesso.

I sistemi aritmici, sviluppati e perfezionati nelle nuove macchine telescriventi, vengono proposti anche per la telegrafia celere nei servizi a forte traffico, in quanto che la loro prerogativa di non richiedere accordo di sincronismo fra trasmettitore e ricevitore semplifica la costruzione degli apparati e la loro manovra e manutenzione.

Per ottenere maggiore velocità, la trasmissione può effettuarsi, come si è già detto, mediante il sistema a zona perforata, raggiungendo rendimenti di circa 400 lettere al minuto, inferiori certo a quelli

(*) Per la descrizione di questa macchina vedi, nel presente fascicolo: A. F., 1934, III, p. 376 - *n. d. r.*

dei sistemi sincroni sia multipli sia celeri, ma tali da soddisfare anche alle esigenze di traffici intensi, grazie ai nuovi sistemi di telegrafia armonica, che consentono la trasmissione simultanea di più telegrammi sulla stessa linea.

16. - *Telescriventi per radio.* — Un notevole perfezionamento degli apparati telegrafici è stato quello di adattarli tanto agli usi della radiotelegrafia (che può funzionare ormai con apparecchi stampanti e con la stessa celerità della telegrafia su fili), quanto agli usi della telegrafia sottomarina, che or'è un decennio doveva ancora servirsi dei segni tremolanti incerti e lenti del registratore a sifone.

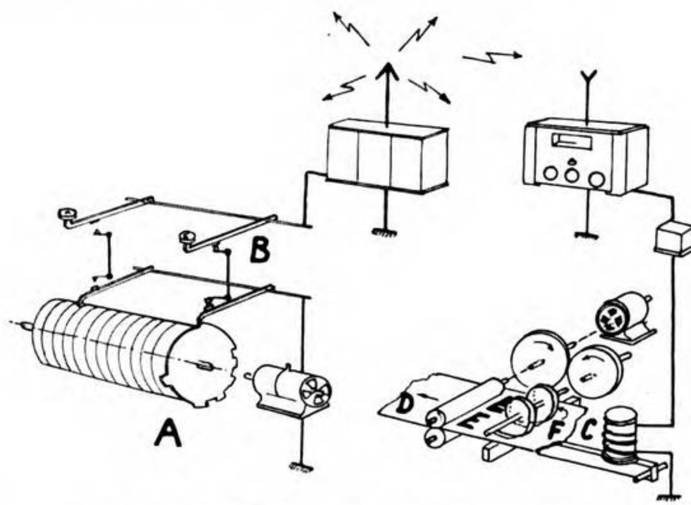


Fig. 20. — Schema dell'apparato Siemens Hell.

I sistemi di apparati telescriventi usati nella telegrafia a fili potrebbero applicarsi senz'altro alla radiotelegrafia, se i disturbi atmosferici, l'evanescenza ed altre cause perturbatrici non influissero sulla regolarità di funzionamento delle telescriventi. Il dott. Hell ha inventato recentemente, e la Siemens ha preso a costruire, una telescrivente, che ben si adatta alle radiocomunicazioni, poichè si serve di semplici impulsi. L'apparato trasmittente, rappresentato a sinistra nella fig. 20, consiste in tanti dischi coassiali *A* quante sono le lettere dell'alfabeto; questi dischi portano sul loro bordo sporgenze particolarmente distribuite e di ampiezza diversa, che, rotando, chiudono ad intervalli altrettanti contatti a molla. Col premere il tasto corrispondente ad una data lettera, si inserisce in linea il relativo contatto *B*. Le impulsioni variamente spaziate determinano altrettante emissioni di onde elettromagnetiche, che provocano nell'apparato ricevitore, rappresentato a destra nella fig. 20, coi noti dispositivi di amplificazione e rettificazione, le successive attrazioni dell'ancoretta di un elettromagnete *C*.

L'ancoretta fa premere una zona *D*, coperta da carta al carbone, contro un coltello a forma elicoidale *F* che rota rapidamente al di sopra della detta zona, avendo il suo asse parallelo al piano della zona e normale alla direzione di avanzamento della zona stessa. La velocità di rotazione dell'elica e l'avanzamento della striscia di carta sono

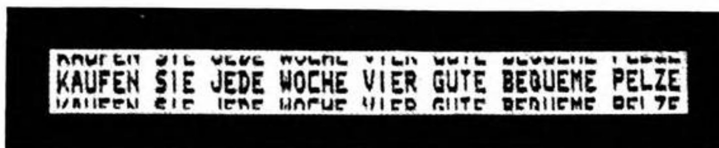


Fig. 21. — Scrittura ricevuta con l'apparecchio Siemens Hell.

in accordo per modo che la striscia avanza della larghezza di un punto mentre la vite effettua un giro. Quando, sotto l'azione di un impulso di corrente, la carta tocca l'elica, questa traccia sulla carta un punto. Se le impulsioni si succedono rapidamente, i relativi punti stanno praticamente sulla stessa linea normale alla direzione



Fig. 22. — Apparato trasmettente Siemens Hell.

della zona, se invece si succedono ad intervalli di tempo multipli del numero dei giri dell'elica, si allineano su parallele alla direzione della zona. L'insieme dei punti si fonde praticamente nella rappresentazione grafica della lettera voluta, se il numero degli impulsi è sufficientemente grande (circa 100 impulsi per ogni lettera). Con la trasmissione mediante striscia perforata si può raggiungere la velocità di circa 300 caratteri al minuto.

La fig. 21 rappresenta la scrittura di una frase ricevuta con l'apparato Hell e la fig. 22 riproduce una vista del trasmettitore.

Il collegamento radioelettrico ad onde ultracorte tra Lympne (Inghilterra) e Saint Inglevert (Francia) attraverso la Manica si serve anch'esso di telescriventi, del tipo Creed 8 A; il sistema può funzionare in duplex, per modo che il medesimo apparato può nello stesso tempo trasmettere e ricevere i messaggi. I contatti della telescrivente comandano un oscillatore a 3500 hertz, che serve alla modulazione in trasmissione; alla ricezione un amplificatore rivelatore trasforma i segnali ricevuti in correnti unidirezionali periodicamente interrotte, che azionano il ricevitore.

17. - *I sistemi telegrafici.* — Dalla esposizione fatta è lecito dedurre, che ci troviamo in presenza di un numero considerevole di sistemi di telegrafia, i quali differiscono l'uno dall'altro sia nel loro principio, sia nella loro attuazione. La loro varietà, pure testimoniando dello spirito inventivo dei loro ideatori, è fonte di complicazioni per il servizio telegrafico internazionale, talchè è da augurarsi che i vari sistemi non tardino ad uniformarsi in un modo o nell'altro.

I principali sistemi di macchine telegrafiche che oggi si disputano il primato sono:

— i sistemi multipli Baudot con un rendimento di circa 150 lettere al minuto per settore e quindi di 600 lettere al minuto in quadruplo;

— i sistemi celeri automatici tipo Siemens con un rendimento di circa 800 lettere al minuto;

— i sistemi aritmici (telescriventi) con un rendimento di circa 400 lettere al minuto.

I sistemi multipli, oltre il vantaggio di una grande elasticità di funzionamento, che consente lo smistamento automatico dei diversi telegrammi in varie direzioni, offrono il pregio, che le operazioni di trasmissione e di impressione dei telegrammi, ripartite tra i diversi apparati, si possono effettuare in ognuno di essi con maggiore lentezza che non negli apparati celeri e quindi anche con maggiore sicurezza e regolarità. E' sovratutto nel sistema di impressione, che i sistemi automatici trovano un limite di rendimento; e ciò spiega l'attuale tendenza a preferire i sistemi multipli.

In tale ordine di idee è venuto il Comitato Consultivo Internazionale (C.C.I.), decidendo che per il servizio internazionale debbano essere usati soltanto il sistema Baudot per le linee di grande traffico e gli apparecchi aritmici per le linee di minore traffico. Il sistema Hughes è stato dichiarato ormai sorpassato. L'accordo sugli apparati da adottare non è ancora stato raggiunto, perchè, oltre alle diverse opinioni, naturalmente influenzate da ragioni nazionali ed economiche, è da portare in conto lo sforzo incessante diretto a perfezionare ciascun sistema e ad accrescerne le possibilità e l'efficienza. Il momento presente apparisce decisivo, perchè tutta la tecnica degli

apparati telegrafici è in rapida evoluzione sia per la antitesi tra apparati ritmici ed aritmici, sia per la gara tra i sistemi di trasmissione automatica, multipla, a correnti vettrici.

La telegrafia transoceanica.

18. - *I cavi sottomarini.* — Fra i più importanti e delicati perfezionamenti introdotti nella telegrafia e fra quelli che ebbero maggiori riflessi tecnici ed economici, sono senza dubbio da annoverarsi i progressi attuati nella costruzione e nell'utilizzazione dei lunghi cavi sottomarini.

E' noto che l'idea di trasmettere telegrammi attraverso cavi posati sul fondo del mare sorse nel 1850, pochi anni dopo l'invenzione del telegrafo, e trovò attuazione nel cavo Francia-Inghilterra. Nel 1865 venne posato il primo cavo sottomarino transatlantico, che congiunse, per mezzo di comunicazioni praticamente istantanee, gruppi di nazioni prima separate da giorni e da settimane di viaggio. Per conseguire tale risultato furono risolti problemi teorici, tecnici e finanziari veramente formidabili.

Mentre i cavi sottomarini si moltiplicavano in ogni direzione assorbendo enormi capitali, cosicchè si hanno ora più di 850.000 kilometri di cavo sottomarino, cioè più di venti volte la lunghezza del meridiano terrestre, il loro tipo di costruzione non veniva, per circa 60 anni, sostanzialmente modificato. Nè si aveva d'altra parte stimolo a rendere più rapidi gli apparati telegrafici terminali, dato che la velocità imposta dalle proprietà dei cavi stessi era di per sè molto bassa : dell'ordine di 100 lettere al minuto. Per essa era pienamente bastevole il registratore a sifone, che, inventato da Lord Kelvin per i primi cavi sottomarini e poi variamente modificato e perfezionato, serviva a registrare sulle zone, sotto forma di un diagramma ondulato, le deboli correnti in arrivo. Con ingegnosi dispositivi di amplificazione, ma con scarso successo, si era tentato negli ultimi tempi di rinforzare la corrente per renderla atta ad azionare elettromagneti ed apparati stampanti.

Intanto le necessità del traffico telegrafico si erano di molto accresciute. Dopo il 1914, e particolarmente durante la guerra, il traffico crebbe grandemente, passando ad esempio per la « Western Union » da 30 milioni di parole nel 1913 a circa 100 milioni nel 1927. I sistemi duplex avevano bensì servito a raddoppiare la potenzialità dei cavi, ma la rapida affermazione dei sistemi radiotelegrafici, richiedenti l'impiego di minori capitali, minacciava da presso i grandi interessi associati alle compagnie dei cavi.

Sotto questi stimoli, giovandosi dei perfezionamenti conseguiti dall'altra grande rivale, cioè dalla telefonia, la telegrafia sottomarina ha nel passato decennio compiuto una tale evoluzione da non potere più essere paragonata in alcuna sua parte a quella di un tempo. Mentre coi vecchi sistemi si poteva telegrafare con una velocità di 100 a 200 lettere al minuto primo, le quali apparivano sulla zona del registratore difficili a tradursi e soggette a frequenti deformazioni, si può oggi telegrafare con velocità dell'ordine di 2000 lettere al minuto, con apparati multipli, stampanti, del tutto analoghi a quelli della

telegrafia terrestre. Tale potenzialità, raddoppiata dal duplex, può essere ancora grandemente accresciuta con la applicazione ai cavi dei sistemi a correnti vettrici.

19. - *I cavi muniti di induttanza.* — I progressi più importanti sono dovuti alla nuova tecnica costruttiva dei cavi sottomarini, muniti di induttanza ed isolati con dielettrici speciali, ed all'uso degli amplificatori e dei nuovi apparati telegrafici.

Mentre la telefonia era fertile campo per gli studi sui fenomeni di propagazione delle correnti variabili, la telegrafia, sorta molto tempo prima e basata essenzialmente sui fenomeni inerenti alla propagazione di impulsi di corrente continua, succedentisi a più bassa frequenza che non le correnti telefoniche, si era cristallizzata nelle leggi primitive del Thomson, secondo le quali i soli elementi da mettere a calcolo erano la capacità e la resistenza. Si considerava ancora come legge fondamentale la proporzionalità inversa fra la velocità di trasmissione ed il prodotto $C R$ della capacità per la resistenza della intera linea. Heaviside, che aveva già profondamente indagato i fenomeni di propagazione delle correnti variabili (portando la sua attenzione sovratutto sul fatto, che il maggiore ostacolo alla propagazione delle correnti telefoniche è la distorsione dovuta alla diversa attenuazione ed alla diversa velocità delle singole componenti armoniche), enunciava la legge del cavo senza deformazione $R C = L G$, secondo la quale il prodotto della capacità per la resistenza deve essere eguale a quello della induttanza per la conduttanza di dispersione. Se ne deduce la necessità di accrescere artificialmente l'induttanza, poichè per ragioni economiche e costruttive risulta sempre $R C$ molto maggiore di $L G$.

Il concetto di accrescere l'induttanza della linea parve ad un primo tempo assurdo alla mente di tecnici, avvezzi a ritenerla causa di impedenza e quindi ostacolo alla propagazione della corrente, e la teoria di Heaviside parve per qualche tempo frutto di concezioni matematiche inattuabili. L'intervento di S. P. Thompson, che nel 1893 brevettava vari dispositivi per tradurre in pratica quelle idee, e poi gli studi di M. I. Pupin, che nel 1899 enunciava la sua legge circa la distribuzione di induttanze concentrate, assimilabile ad una distribuzione uniforme, ed attuava la dimostrazione sperimentale delle concezioni teoriche di Heaviside, furono elementi risolutivi nei riguardi della telefonia a grande distanza, che trovò poi nell'amplificatore il mezzo di lanciarsi attraverso i continenti e di superare sempre maggiori distanze.

Nel campo della telegrafia, dove la frequenza con cui si succedono i segni è più bassa di quella relativa alle correnti telefoniche e la forma dei segni è notevolmente diversa, parve per lungo tempo, che le teorie telefoniche non potessero avere soddisfacente applicazione. Ma si finì poi per comprendere, grazie fra l'altro al trattato del Malcolm [1] ed agli studi del Kennelly, che il problema telegrafico non

[1] The theory of submarine telegraph and telephone cables - Benn, London, 1917.

era essenzialmente diverso da quello telefonico e che la distorsione dell'onda trasmessa è la causa principale delle limitazioni cui va soggetta la trasmissione telegrafica.

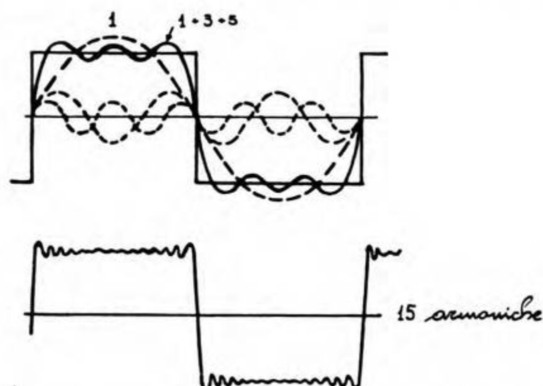


Fig. 23. — Scomposizione di un'onda rettangolare nelle sue componenti sinoidali.

20. - *Deformazioni dei segnali.* — Mentre l'amplificazione della corrente formante il segnale non coinvolge che questioni tecniche relative agli apparecchi a relè od a valvola, la deformazione del segnale

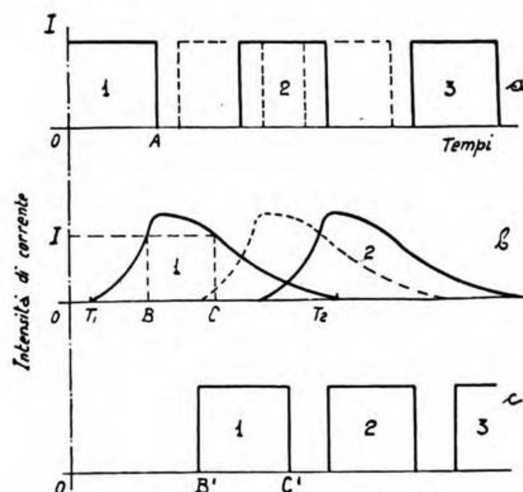


Fig. 24. — Propagazione del segnale telegrafico.

costituisce la difficoltà preminente. Invero l'onda di forma rettangolare, corrispondente alla emissione telegrafica, risulta dalla sovrapposizione di una serie di onde armoniche, la cui frequenza cresce

dalla fondamentale a tutta una successione di frequenze multiple. Nella fig. 23 è indicato quale forma avrebbe il segnale, ove si tenesse conto della sola prima armonica o delle prime tre o infine delle prime quindici componenti.

Non solo l'attenuazione in un lungo cavo è diversa per le singole armoniche, ma è anche diversa per ciascuna di esse la velocità di propagazione, così che il segnale risulta per due motivi deformato. Mentre esso si inizia all'estremo trasmettente all'istante O e dura per un certo tempo $O\,A$, così che il diagramma della corrente all'origine può avvicinarsi alla forma rettangolare (fig. 24 *a*), all'estremo ricevente la corrente giunge in ritardo e precisamente dopo un tempo

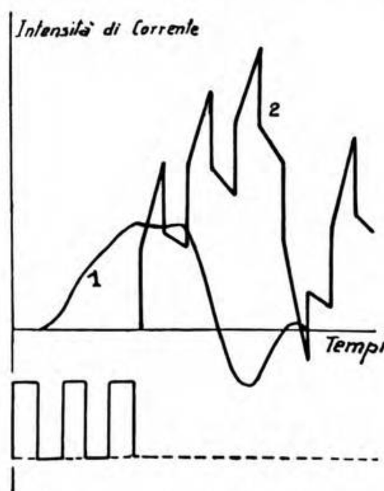


Fig. 25. — Forma della corrente relativa al segnale *s*.

$O\,T_1$ pari circa a 0,03 $C\,R$ (tempo in secondi, C in farad, R in ohm). Poi la corrente non sale bruscamente ad un valore di regime, ma cresce gradualmente secondo le ordinate della curva 1 di fig. 24 *b*, fino a ridiscendere a zero dopo un tempo misurato da $O\,T_2$. Tale ben nota curva, detta del Thomson, mostra come il segnale sia deformato all'arrivo. E la deformazione limita la velocità con la quale possono succedersi i segnali, perchè, supposto che l'apparato ricevitore funzioni per il valore $O\,I$ della corrente, il segnale in arrivo si rivela solo al tempo $O\,B$ e dura per il tempo $B\,C$, mentre la linea rimane invece impegnata da una certa intensità di corrente fino al tempo $O\,T_2$. Se i segnali si succedono troppo rapidamente, le relative correnti interferiscono e si sovrappongono fino a rendere indecifrabile la ricezione con qualunque sistema la si effettui. La fig. 25 ([5]) fa vedere come una successione di tre punti corrispondenti alla lettera *s*

([5]) I. De Giuli: Telegrafia sottomarina - U. Hoepli, Milano, 1931.

venga deformata. La curva 1 rappresenta la forma dei segnali in arrivo in un cavo normale e la curva 2 quella relativa ad un cavo munito di induttanza. Le intensità di corrente della curva 1 sono state ingrandite dieci volte rispetto a quelle della curva 2.

La teoria e l'esperimento dimostrano che, munendo il conduttore di induttanze opportunamente calcolate e distribuite, si può diminuire la deformazione dei segnali e riceverli con profilo più netto, il che consente di affrettarne il ritmo. Il tempo della propagazione della corrente nei cavi muniti di induttanza, determinato da $T = \sqrt{C L}$ (tempo in secondi, C in farad, L in henry), è maggiore di quello che compete al cavo senza induttanza, perchè al crescere di questa diminuisce la velocità di propagazione; ma la deformazione del diagramma di corrente è molto minore e ciò consente di avvicinare gl'impulsi, ossia di aumentare la velocità di trasmissione. La fig. 24 *c* vuol rappresentare una successione di segni in arrivo, idealmente non deformati e corrispondenti a quelli segnati a tratti in fig. 24 *a*. Il maggior tempo di propagazione ($O B' > O B$) non impedisce affatto di ottenere una maggiore velocità telegrafica, cioè di trasmettere maggior numero di segni nell'unità di tempo. Nei cavi ordinari i segni possono succedersi a distanze di circa 1/10 di secondo; nei nuovi cavi con induttanza si può scendere a 1/60 di secondo.

Il vantaggio ottenibile nel cavo con l'aggiunta di induttanza può paragonarsi a quello che si avrebbe in una linea ferroviaria sostituendo, ad una successione di treni rapidi, una nuova successione di treni di egual peso e più lenti, ma capaci di avviarsi e di arrestarsi molto più prontamente, così da permettere di farli partire ed arrivare a minor distanza di tempo l'uno dall'altro.

Il sistema usato per accrescere l'induttanza dei cavi è quello a distribuzione uniforme, detto anche sistema Krarup dal nome del suo inventore. Il sistema a induttanze concentrate (Pupin), universalmente usato nei cavi terrestri, presenta difficoltà costruttive e di maneggio nel caso dei cavi sottomarini, non si presta bene neppure dal punto di vista elettromagnetico alla trasmissione di impulsi di forma rettangolare, nè permette una buona costruzione delle linee artificiali di equilibramento per il funzionamento in duplex.

21. - *Le leghe magnetiche e i materiali isolanti.* — Il sistema Krarup, applicato con l'uso di fili di ferro dolce, si dimostrò insufficiente per la troppo scarsa permeabilità iniziale di questo materiale. Nel 1919 W. Elmen della « Bell Telephone », nelle sue ricerche sui materiali magnetici, trovò una lega composta di ferro e di nichel caratterizzata da alta permeabilità magnetica per campi magnetizzanti molto deboli. La fig. 26 indica il modo di variare della permeabilità iniziale per le leghe ferro-nichel al variare della composizione. Nel caso di 78,5 % di nichel e 21,5 % di ferro si può avere una permeabilità iniziale (in unità assolute elettromagnetiche) di circa 12.000, mentre il Ni ed il Fe puri presentano permeabilità iniziali dell'ordine di 200 a 300.

Le leghe ad altissima permeabilità iniziale, usate per accrescere l'induttanza delle linee in cavo sottomarino, sono molto sensibili al

trattamento termico ed anche alle modalità di applicazione sul conduttore; tutta la lavorazione deve perciò essere eseguita con particolari cautele. Il permalloi ha anche un campo coercitivo e quindi una perdita per isteresi molto bassi, e una resistività elevata così da ridurre le perdite per correnti parassite. La fig. 27 confronta due cicli di isteresi ottenuti rispettivamente con un campione di permalloi e con uno di ferro-silicio.

Lo studio delle nuove leghe magnetiche, provocato dalla necessità di perfezionare i cavi telegrafici, ha condotto a molti importanti ri-

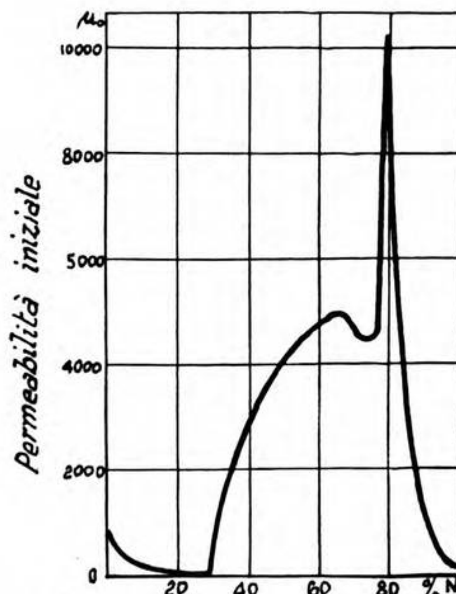


Fig. 26. — Permeabilità delle leghe ferro-nichel.

sultati, che hanno avuto rapido e vantaggioso impiego nella telefonia per la costruzione dei nuclei di bobine induttive, di trasformatori e di traslatori. Si sono così introdotte nella tecnica altre leghe (invar, perminvar, mumetal) caratterizzate fra l'altro da notevole costanza della permeabilità per campi variabili, qualità assai preziosa per il buon funzionamento dei circuiti telefonici.

Il materiale isolante ha subito anch'esso perfezionamenti notevoli. Alla guttaperca usata per i cavi telegrafici sottomarini venne sostituita la paragutta, mescolanza di caucciù deproteinizzato, balata senza resine e cera, che consente, a parità di dimensioni, un'attenuazione specifica minore e, a parità di attenuazione, dimensioni e costo minori.

Il fattore di potenza (che per piccoli valori si confonde con l'angolo di perdita) per la guttaperca normale vale circa 0,03, mentre si

riduce per la paragutta a circa 0,00165, cioè le perdite si riducono circa nel rapporto di 18 a 1.

22. - *I nuovi cavi.* — Dopo un impianto sperimentale, nel quale furono eseguite prove esaurienti, veniva deciso nel 1924 di costruire con il nuovo sistema il cavo collegante Emden con New York, che ha la lunghezza di 3500 kilometri. I risultati ottenibili con questo cavo, che offrì grandi difficoltà di studio, di esecuzione e di equipaggiamento con apparati telegrafici idonei, erano attesi con grande an-

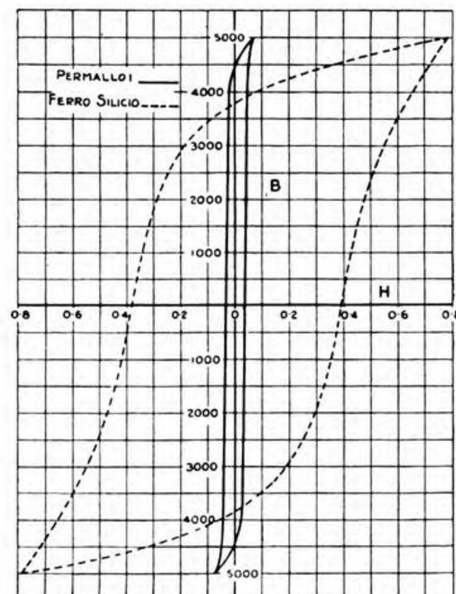


Fig. 27. — Cicli di isteresi per un campione di permalloi e uno di ferro-silicio.

sia; cosicchè quando, un'ora dopo che il cavo aveva raggiunto l'estremo europeo, esso venne provato ottenendo la velocità telegrafica di 1500 lettere al minuto, si comprese che una nuova èra si apriva per la telegrafia sottomarina. Non soltanto, infatti, era risolto un interessante problema tecnico, ma era anche salvata la situazione commerciale della telegrafia sottomarina, che con il nuovo sistema poteva effettuare comunicazioni telegrafiche di potenzialità decupla delle precedenti, con ricezione sicura e stampata. In quella prima prova i segnali furono ancora ricevuti mediante un registratore a sifone, ma dal 1926 la linea venne esercita col sistema multiplo stampante a cinque vie.

Il detto « rinnovarsi o morire » non ebbe mai significato più evidente. Se si tiene conto, che i cavi telegrafici muniti di induttanza

vengono a costare circa il 25 % di più di quelli ordinari, mentre permettono velocità di trasmissione molte volte superiori, si vede come il nuovo sistema abbia sotto il punto di vista commerciale notevoli vantaggi e possa concorrere vantaggiosamente con i sistemi radiotelegrafici. Altri cavi del nuovo tipo vennero posati alla fine del 1926: i quattro nuovi cavi posati tra gli Stati Uniti e l'Europa eguagliavano per capacità di traffico i sedici vecchi cavi esistenti fra il Nord America e l'Europa prima del 1924. La fig. 28 rappresenta la situazione dei cavi transatlantici del nuovo tipo.

Particolarmente importante è il cavo del Pacifico, nel quale venne impiegato per la prima volta invece del permalloi il mumetal, lega magnetica di ferro e nichel con piccole quantità di rame e di molibdeno, che ha permeabilità iniziale ancora più elevata di quella del



Fig. 28. — Rete dei cavi transatlantici muniti di induttanza.
(Le linee a tratto grosso rappresentano cavi muniti d'induttanza, quelle a tratto sottile cavi che non ne sono muniti).

permalloi. Il cavo consente di collegare l'Inghilterra all'Australia attraverso il continente americano su una distanza di 26.000 km ed è esercito in duplex.

23. - *Gli amplificatori.* — L'amplificatore ha integrato il perfezionamento raggiunto nella costruzione dei cavi, permettendo non solo di compensare l'attenuazione subita lungo l'intera linea (che può essere dell'ordine di 70 neper, pari ad un rapporto fra le potenze, in partenza e in arrivo, dell'ordine di dieci milioni), ma anche di fornire la potenza necessaria per azionare le macchine telegrafiche, cosicchè all'uscita dell'amplificatore si può avere facilmente a disposizione potenza eguale o anche maggiore di quella immessa nel cavo dalla stazione trasmettente.

Con l'uso degli amplificatori si è inoltre attuata su percorsi lunghissimi la telegrafia diretta, senza l'uso delle stazioni di traslazione manuale o automatica, necessario ai vecchi sistemi. (Il collegamento Londra-NewYork aveva ad esempio tre traslazioni, perchè diviso in quattro tratte, di cui la più lunga era evidentemente il cavo Penzance-Heart's Content (Terranova), come mostra la fig. 28).

Gli amplificatori hanno altresì il compito di diminuire la defor-

mazione dei segnali. L'impiego dell'induttanza, se pure diminuisce l'attenuazione e la distorsione dei segnali, non è tuttavia sufficiente a ridare a questi segnali la loro forma primitiva con fronte presso che verticale ossia con passaggio brusco da zero al valore di lavoro e viceversa, e con durata sufficiente per l'azionamento fedele degli apparati telegrafici. Sono stati perciò vantaggiosamente introdotti speciali circuiti di correzione (*signal restorer*), che nella loro forma più moderna esercitano un'azione combinata con quella degli amplificatori.

Uno di tali circuiti è indicato nella fig. 29. All'estremo trasmettente il cavo è munito, come di consueto, di un primo circuito compensatore N_1 fornito di un condensatore C_s su cui è derivata una

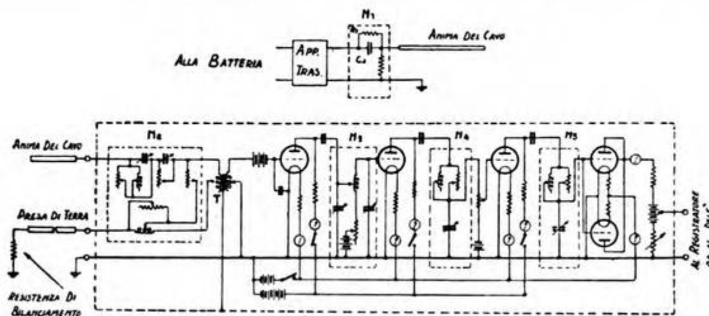


Fig. 29. — Circuiti terminali per la correzione ed amplificazione dei segnali.

forte resistenza R_1. Esso ha lo scopo di determinare un sovrimpulso di corrente alla chiusura del circuito, atto a compensare in parte la distorsione.

Il circuito di arrivo è costituito da tre parti : il circuito correttore N_2 costituito da un insieme di induttanze e di capacità, atto a depurare il segnale dalle frequenze superiori ed inferiori a quella fondamentale di trasmissione; segue il trasformatore T che separa il cavo dagli amplificatori e dalle relative batterie, cosicchè gli apparecchi risultano protetti contro le perturbazioni esterne e possono essere meglio schermati, perchè isolati da terra. L'accoppiamento induttivo per mezzo di T serve pure a permettere il sistema duplex mediante opportuno collegamento della linea di equilibrio. La costruzione del trasformatore T è molto delicata per tale motivo ed anche perchè occorre evitare distorsioni prodotte dal suo circuito magnetico, il cui nucleo, costituito da permalloi, è opportunamente frazionato. Seguono quattro stadi di amplificazione fra cui sono interposti i circuiti filtranti correttori N_3, N_4, N_5, che eliminano sempre più completamente le armoniche estranee al segnale. La interposizione di stadi amplificatori tra i filtri consente di regolare indipendentemente questi ultimi senza reciproche interferenze. La regolazione dipende non solo dalla lunghezza e dalle caratteristiche del cavo,

ma anche dal tipo di apparato telegrafico usato, ed in ispecie dalla velocità di trasmissione; perciò molti degli elementi del circuito sono regolabili entro ampi limiti. La prima regolazione è lunga e delicata e può richiedere alcuni giorni di tentativi; ma in seguito la regolazione in dipendenza della velocità di funzionamento degli apparati può essere fatta in pochi minuti. Il sistema amplificatore-correttore deve poter ricevere tensioni fra 0,0005 e 10 V, essere capace di fornire potenza finemente regolabile fino a 15 mA sotto 15 V e funzionare per qualunque frequenza compresa fra qualche decimo di hertz e circa 180 hertz.

Il confronto fra le zone *A* e *B* della fig. 30 mette in rilievo i vantaggi di nitidezza ottenuti con l'aggiunta del correttore (zona *A*). Le zone *C* e *D* mostrano come i vantaggi si accentuino, quando si raddoppia la velocità di manipolazione.

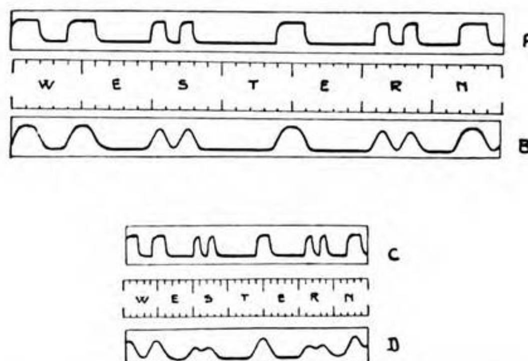


Fig. 30. — Segnali ricevuti con o senza correzione.

24. - *Funzionamento dei cavi in duplex.* — Un ulteriore grande perfezionamento nell'uso dei moderni cavi telegrafici sottomarini è stato conseguito, come già si è accennato, con l'adozione del funzionamento in duplex.

I nuovi cavi, capaci di velocità di trasmissione più volte superiori a quelle dei cavi ordinari, non consentivano inizialmente il funzionamento in duplex, che raddoppia evidentemente la potenzialità di una linea. Le difficoltà da superare dipendevano dal problema di formare le linee artificiali, che nel duplex debbono ad ogni estremità equivalere perfettamente alla linea effettiva onde equilibrare le correnti nei relè differenziali. Invero i conduttori muniti di induttanza presentano disuniformità di impedenza per le inevitabili diseguaglianze delle caratteristiche dell'avvolgimento magnetico eseguito sul filo, nonchè per le variazioni irregolari che l'induttanza subisce durante la posa. La resistenza equivalente del conduttore e la sua induttanza subiscono ancora continue variazioni per effetto dei ripetuti cicli magnetici dovuti al passaggio della corrente. Per evitare queste difficoltà, nei cavi più moderni si è rinunciato a munire di indut-

tanza i tratti estremi, che hanno maggiore riflesso sul funzionamento in duplex, e si è graduata la distribuzione dell'induttanza stessa (per evitare fenomeni di riflessione) fino a raggiungere un valor massimo, che si mantiene costante per la parte mediana del cavo.

Altra difficoltà per un buon bilanciamento è l'incertezza sul valore della resistenza di collegamento a terra. E' quindi molto importante e delicato il modo di effettuare il ritorno delle correnti. Questo avviene per la maggior parte del percorso attraverso l'armatura di fili di ferro ed attraverso il mare, ma è necessario dare al contatto tra gli apparecchi e l'acqua un valore stabile ed anche appropriato per la trasmissione ad alta velocità e quindi a frequenza relativamente alta. Il tratto di cavo prossimo agli atterraggi viene perciò costruito non ad uno, bensì a due conduttori, di cui il secondo funziona da

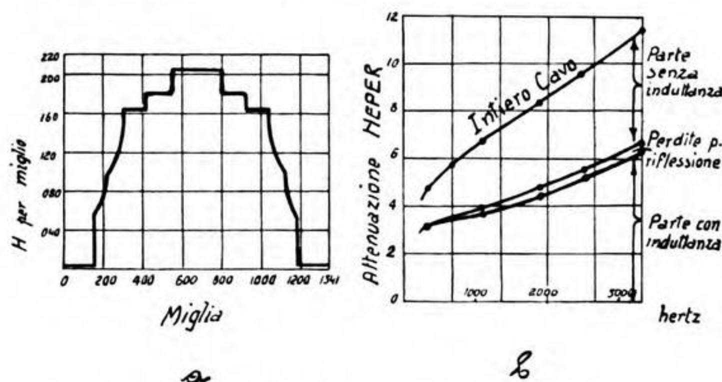


Fig. 31. — Cavo telegrafico sottomarino Terranova-Azzorre. Ripartizione delle induttanze e della attenuazione. (1 miglio marino = 1853 m).

conduttore di ritorno ed è concentrico al primo ed isolato da esso. Il conduttore di ritorno termina (ed è messo in contatto col mare mediante saldatura all'armatura esterna del cavo) ad una distanza conveniente dal punto di atterraggio.

Un altro fattore che rende delicato il bilanciamento è dato dalle perdite per correnti parassite nel nastro di rame, che viene applicato a spirale attorno all'isolante per proteggere il cavo contro l'azione delle teredo. L'entità di queste perdite non è ben valutabile e sono state fatte proposte per eliminarle sopprimendo il nastro, ovvero per ridurle costituendolo con lega di elevata resistenza; ma, poichè gli sperati vantaggi elettrici andrebbero a scapito di quelli meccanici, si continua tuttora ad usare il nastro di rame ordinario.

Nel 1928 venne posato tra Terranova e le Azzorre il primo cavo graduato (della lunghezza di 2500 km) atto a funzionare in duplex con la velocità di 1400 lettere per minuto (42 hertz) simultaneamente in ciascuna direzione. Le due parti estreme non caricate hanno la lunghezza di 300 km, mentre la parte centrale fortemente indut-

tiva ha la lunghezza di 1600 km ed è collegata a tratti di 150 km per ciascuna parte con induttanza progressivamente variata. Il materiale magnetico impiegato è il mumetal. La resistenza totale del cavo, a corrente continua, è risultata (alle prove effettuate dopo la posa) di 4521 ohm e la capacità totale di 463 microfarad. Il tempo di propagazione dei segnali alla frequenza di 60 hertz è di 0,235 secondi. Si è calcolato che le sollecitazioni meccaniche durante la posa hanno prodotto una diminuzione dell'induttanza del 13 per cento circa.

La fig. 31 *a* indica come è stata distribuita la induttanza lungo il cavo, e la fig. 31 *b* le attenuazioni parziali e totali.

La trasmissione in duplex, oltre che mediante il sistema a relè differenziale, può ottenersi effettuando la comunicazione in una direzione col sistema diretto, e quella nella direzione opposta per mezzo di una corrente vettrice sovrapposta.

I cavi telegrafici sottomarini del moderno tipo ad induttanza distribuita, posati dal 1924 ad oggi, sono nove. La loro lunghezza complessiva ammonta a 18.710 miglia nautiche, pari a 35.000 km circa. L'Italia ha posato nel 1930, per opera della Italcable, il più recente di questi cavi da S. Amaro (Lisbona) a La Panne (Belgio) su una lunghezza di 1134 miglia nautiche, pari a circa 2100 kilometri. Esso costituisce la più moderna e perfetta esecuzione di un collegamento per cavo telegrafico sottomarino. L'induttanza è data da una spirale serrata di mumetal; la distribuzione di essa è graduata dalla sezione centrale verso le estremità, che, per un certo tratto, sono senza induttanza. Il conduttore di ritorno per la presa di contatto a mare raggiunge la lunghezza di 270 km a La Panne e di 480 km a S. Amaro. Prima del contatto a mare è inserita una resistenza di manganina di valore adatto a equilibrare il più possibile la resistenza del cavo. La presenza di un così lungo tratto di conduttore di ritorno esercita azione di schermo ed elimina quindi i disturbi di origine esterna.

Il cavo ha permesso di ricevere chiaramente col registratore a sifone, grazie all'uso di appropriati filtri in trasmissione e di amplificatori a valvola in ricezione, alla velocità di 2000 lettere al minuto. Se si tiene conto, che il tempo di propagazione è per questo cavo approssimativamente di 1/5 di secondo, risulta come ben venticinque segni viaggino contemporaneamente nel cavo, inseguendosi ma senza disturbarsi. Il cavo si innesta su Malaga al cavo della Italcable diretto all'America del Sud.

25. - *Apparati per cavi sottomarini.* — I vecchi apparati per la telegrafia sottomarina, che bene si adattavano alla bassa velocità di trasmissione imposta dai vecchi cavi, hanno potuto essere sostituiti, nei cavi nuovi, dagli apparati telegrafici celeri, automatici, stampanti, perfezionatisi per la telegrafia terrestre e capaci di trasmettere fino a 1500 lettere per minuto in luogo delle 150 lettere dei vecchi sistemi.

Nulla vieta di usare in trasmissione un sistema automatico celere a striscia perforata ed in ricezione un sistema scrivente del tipo a sifone, notevolmente perfezionato e reso atto a registrare fino a 2500 lettere al minuto. La velocità pratica, per avere una scrittura facil-

mente decifrabile, è di circa 800 lettere al minuto. Anche gli apparati telegrafici stampanti e multipli possono essere applicati e consentire non solo la ricezione stampata, ma anche un rendimento circa doppio di quello ottenibile col registratore a sifone.

I due sistemi multipli, quello per il quale la linea è passata successivamente a diversi operatori, e quello per cui la linea è contemporaneamente occupata da vari segnali affidati a correnti vettrici diverse, possono essere entrambi impiegati nei moderni cavi sottomarini. Il sistema a distributore secondo il principio Baudot si è dimostrato in pratica più conveniente. La fig. 32 rappresenta un apparato multiplo di questo tipo.

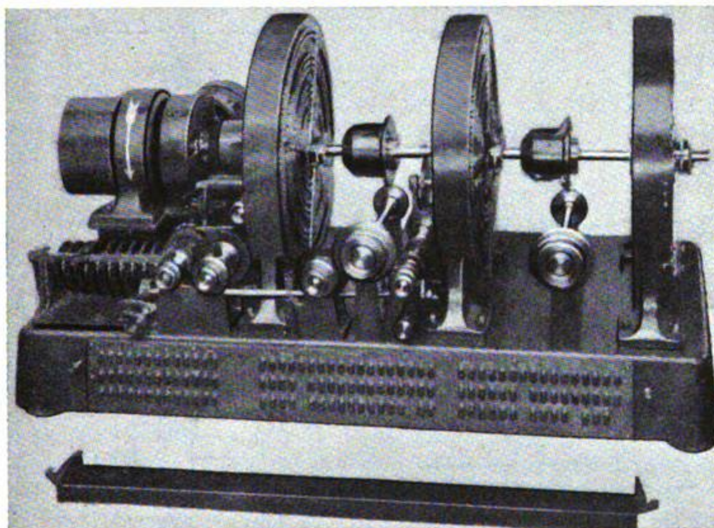


Fig. 32. — Apparato telegrafico multiplo Western per lunghi cavi sottomarini.

In realtà il sistema telegrafico sottomarino costituisce un insieme a sè col suo cavo e coi suoi apparati terminali ed anche con la propria organizzazione commerciale. Pertanto i telegrammi da trasmettere attraverso al cavo, e da istradare poi sulle linee continentali, debbono subire negli uffici terminali del cavo una traslazione tra il sistema sottomarino e quello terrestre. Il sistema automatico a striscia perforata si presta particolarmente bene per questo genere di traffico, perchè i cablogrammi possono venire ricevuti su striscia perforata e passarsi senza alcuna traduzione all'apparato automatico trasmettente che deve inoltrarli.

Recenti esperienze hanno dimostrato, che nei nuovi cavi possono funzionare regolarmente con multiplo stampante otto canali. Si stanno

continuando studi ed esperienze per poter arrivare alla regolare attivazione di dodici canali con una velocità, per ciascuno, fino a 350 lettere per minuto.

La telegrafia multipla.

26. - *Generalità.* — Mentre la telegrafia sottomarina subiva una così profonda evoluzione tanto nei cavi quanto negli apparati, la telegrafia continentale seguiva anch'essa nuove direttive nella utilizzazione delle linee e sovratutto dei cavi sotterranei coi sistemi di so-

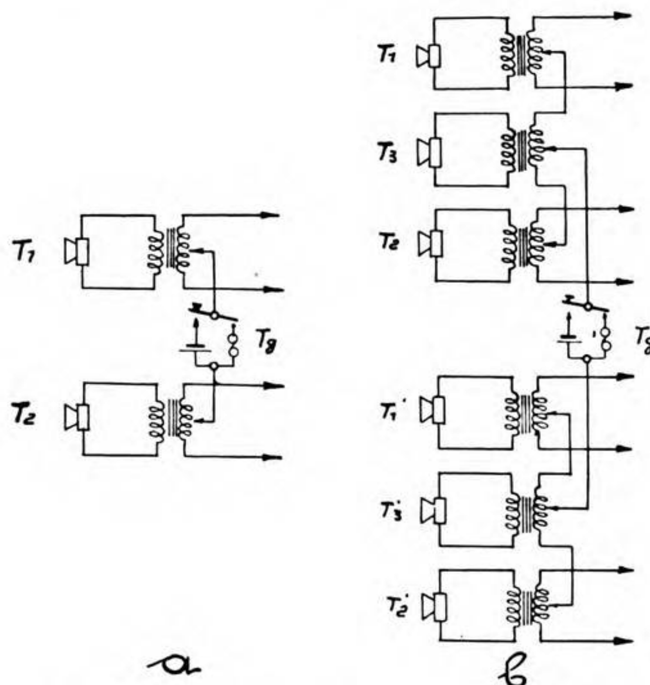


Fig. 33. — Schemi dei circuiti combinati e supercombinati.

vrapposizione di più comunicazioni telegrafiche sugli stessi fili. Già i sistemi *duplex,* cioè a trasmissione simultanea di due telegrammi in direzione opposta, quelli *diplex,* a trasmissione di due telegrammi nella stessa direzione, e quelli *quadruplex,* per cui la stessa linea può servire simultaneamente a quattro telegrammi, due in una direzione e due nell'altra, avevano aumentato la potenzialità delle linee telegrafiche aeree con evidenti vantaggi economici.

Frattanto la rete dei cavi per la telefonia a grande distanza si perfezionava e si sviluppava grandemente fino a costituire in Europa e negli Stati Uniti d'America un largo sistema protetto contro le

avversità atmosferiche e dotato di caratteristiche stabili e di grande efficienza.

Negli ultimi anni si è manifestata perciò la tendenza a convogliare anche le comunicazioni telegrafiche nei cavi telefonici. Ciò è accaduto in primo luogo per ragioni di sicurezza e di economia di impianto, grazie all'uso degli stessi cavi telefonici e delle relative opere di posa; in secondo luogo per sfruttare maggiormente i circuiti dei cavi col sovrapporre, in diversi modi, alle comunicazioni telefoniche quelle telegrafiche; infine per utilizzare i medesimi dispositivi di amplificazione e di pupinizzazione, propri della telefonia a grande distanza, a vantaggio dei sistemi telegrafici ad onde acustiche.

27. - *Circuiti combinati e supercombinati.* — Nei circuiti a quattro fili la telegrafia duplice può effettuarsi evidentemente con dispositivi in semplice, usando una coppia di fili per telegrafare in una direzione e l'altra coppia per la direzione opposta.

Quanto alla sovrapposizione delle correnti telegrafiche a quelle telefoniche nei cavi, essa può attuarsi in primo luogo coi circuiti combinati. E' infatti pratica corrente quella di ottenere tre conversazioni telefoniche simultanee su due coppie costituenti una bicoppia. Il circuito combinato si effettua collegando il terzo sistema di apparecchi al punto di mezzo degli avvolgimenti dei traslatori T_1 T_2 inseriti in ciascuno dei due circuiti reali (fig. 33 *a*). Utilizzando due bicoppie ed applicando lo stesso principio ai circuiti combinati, si ottiene il collegamento supercombinato (fig. 33 *b*), che non può essere utilizzato bene per la telefonia, mentre può dare luogo ad un'ottima comunicazione telegrafica senza interferire su alcuno dei sei circuiti telefonici ottenuti dalle due bicoppie. Gli apparecchi telegrafici possono essere inseriti direttamente sui circuiti supercombinati senza bisogno di prendere al riguardo alcuna speciale precauzione. Si possono così avere su quattro coppie sette comunicazioni: sei telefoniche ed una telegrafica.

28. - *Telegrafia a correnti vettrici.* — L'avvento del tubo elettronico, capace, com'è ben noto, di adempiere ai tre compiti di generare le oscillazioni, di amplificarle e di raddrizzarle, ha dato luogo al sistema di telegrafia a correnti vettrici. I segnali telegrafici, corrispondenti ai vari telegrammi da trasmettere simultaneamente, possono venire affidati ad altrettante correnti di frequenza diversa che, sovrapposte nell'unica linea, vengono alla estremità opposta selezionate e separate mediante filtri, amplificate, raddrizzate e dirette ai corrispondenti apparati telegrafici ricevitori.

Questo sistema di telegrafia venne in un primo tempo attivato sulle linee aeree, usando frequenze elevate, dell'ordine di alcune diecine di migliaia di hertz, potendosi così scaglionare le diverse bande di frequenza, corrispondenti alle varie correnti vettrici, a grande intervallo l'una dall'altra, per evitare interferenze.

Oggi alle comunicazioni telegrafiche si possono anche associare le correnti telefoniche, attuando circuiti capaci di numerose comunicazioni simultanee dei due tipi. Il sistema fu infatti ben presto esteso

alle linee in cavo, più sicure ed efficienti che non le linee aeree, purchè si scelgano valori più bassi delle frequenze vettrici.

Il diagramma di fig. 34 rappresenta l'andamento tipico dell'attenuazione in funzione della frequenza in una sezione di cavo telefonico a pupinizzazione leggera, per la quale l'attenuazione sulle frequenze acustiche sia di circa 2,8 neper. Si vede come si possano considerare tre zone diverse del diagramma: in primo luogo la zona relativa alle frequenze inferiori a 300 Hz, inutili per la telefonia, poichè per la buona intelligibilità della voce è sufficiente trasmettere le frequenze della zona seguente; la seconda zona compresa fra 300 e 2500 Hz; ed infine una terza zona superiore a 2500 Hz ed estesa

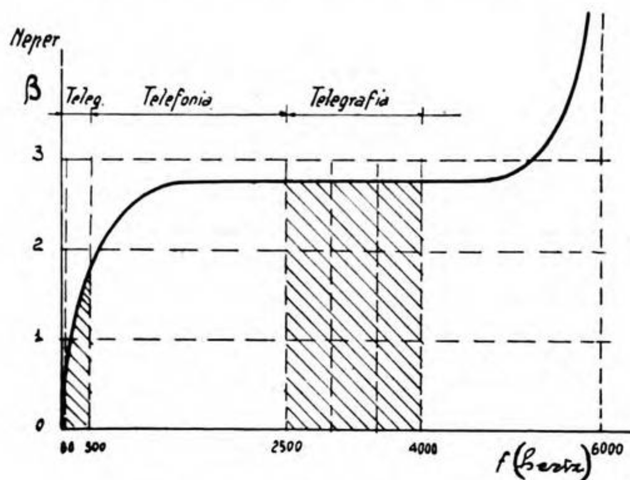


Fig. 34. — Attenuazione in un cavo telefonico.

fino a circa 4000-5000 Hz, cioè fino a che si è ancora abbastanza lontani dalla frequenza limite per riscontrare un'attenuazione tollerabile.

La prima e la terza zona possono servire per comunicazioni telegrafiche, mentre la zona intermedia può essere riservata alla telefonia. Il sistema che utilizza la prima zona dicesi di *telegrafia infraacustica*, quello che occupa la terza zona dicesi di *telegrafia superacustica* o *ultraacustica*.

Per la telegrafia infraacustica le interferenze fra la comunicazione telegrafica e quella telefonica sono evitate con l'uso di filtri separatori disposti alle estremità del cavo, cioè un filtro passa-alto per la telefonia ed un filtro passa-basso per la telegrafia. La fig. 35 *a* rappresenta schematicamente la ripartizione delle correnti.

Quando si passa per le stazioni di amplificazione che debbono agire sul solo circuito telefonico, è necessario separare le correnti telefoniche da quelle telegrafiche, in modo che queste ultime pos-

sano scavalcare l'amplificatore telefonico. Ciò si ottiene mediante un gruppo di filtri disposti come in fig. 35 *b*. Con questo sistema, funzionante in duplex, si possono trasmettere su di una bicoppia 4 × 600 = 2400 parole al minuto in telegrafia.

Il sistema a circuiti supercombinati, indicato nel paragrafo precedente, presenta vantaggi che allo stato attuale lo fanno talora preferire a quello a frequenza infraacustica, perchè, pur consentendo a parità di numero di fili un numero minore di comunicazioni, richiede un equipaggiamento terminale più economico grazie all'assenza dei filtri. La scelta fra i due sistemi dipende pertanto dall'intensità di traffico. In Italia i cavi telefonici sotterranei vengono generalmente utilizzati ricorrendo a circuiti supercombinati ed impiegando la Baudot in semplice od in duplex.

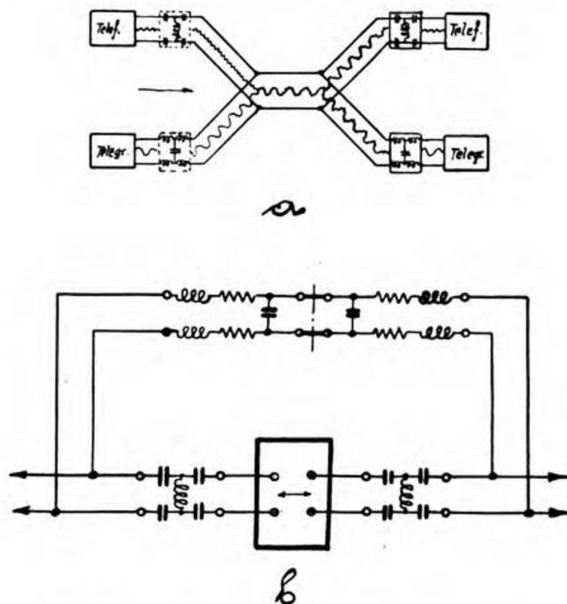


Fig. 35. — Schemi della telegrafia infraacustica.

Si calcola che la portata telegrafica mediante corrente vettrice infraacustica, per i fili generalmente usati nei cavi telefonici, sia di circa 300 km per i fili di 1,3 mm, e di circa 150 km per i fili di 0,9 mm; mentre per il sistema a supercombinati è un poco superiore rispettivamente a 350 e 230 km. Ma nel primo caso l'uso degli amplificatori può accrescere sensibilmente la portata stessa.

Sul cavo telefonico sottomarino Continente-Sardegna, oltre alla comunicazione telefonica, si ha una comunicazione telegrafica infraacustica Roma--Sassari (o Cagliari, a seconda del bisogno). Era stata

prevista anche una seconda comunicazione telegrafica, a frequenza ultraacustica, ma l'Amministrazione P.T.T. vi ha rinunziato per riservare la relativa banda di frequenza ad una seconda comunicazione telefonica.

29. - *Telegrafia multipla a frequenze acustiche.* — In luogo di utilizzare solo le frequenze inferiori e superiori a quelle della voce può essere destinata alla telegrafia la intiera gamma delle frequenze attuando così un sistema di telegrafia multipla a frequenze acustiche, o *telegrafia armonica.* L'applicazione di questo principio ai cavi rappresenta il più recente perfezionamento nella tecnica delle comunicazioni telegrafiche e consente di avere nello stesso circuito diverse

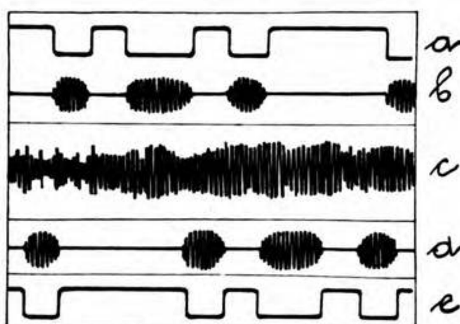


Fig. 36. — Sovrapposizione delle correnti nel sistema di telegrafia armonica.

comunicazioni simultanee sovrapposte (dette anche « canali »), il cui numero è salito in alcuni casi fino a 26 su di una sola linea.

Il sistema non è da confondere coi sistemi di apparati del tipo Baudot (detti anch'essi multipli), che si basano su di un principio affatto diverso, quello della suddivisione del tempo. Se immaginiamo di vedere in un dato istante quanto avviene attraverso ad una sezione della linea, mentre nel caso degli apparati multipli vedremmo in ogni istante passare un solo segnale, e succedersi nel tempo i segnali di diversi apparati, nel caso del sistema armonico vedremmo passare insieme, mescolati e sovrapposti, tutti i diversi segnali, corrispondenti ai singoli apparati. Ne segue, che su ognuno dei canali di un sistema armonico si possono applicare a loro volta gli apparati multipli, così da ottenere grandissime potenzialità di trasmissione. Ad esempio, azionando ciascuno dei dodici canali di un sistema armonico con una sestupla Baudot, si potrebbero teoricamente trasmettere ad un tempo 72 telegrammi, inoltrati singolarmente alla velocità massima dei moderni apparati.

Le curve di fig. 36, ricavate mediante oscillografi, fanno vedere le varie fasi della trasmissione : il diagramma *a* rappresenta la serie dei segnali quale sarebbe prodotta in un circuito a f.e.m. costante,

il diagramma *b* lo stesso segnale inserito in un circuito a corrente vettrice di frequenza acustica, il diagramma *c* è il confuso oscillogramma proveniente dalla sovrapposizione di molte correnti modulate da diversi apparati, il diagramma *d* rappresenta la corrente di uscita dal filtro di banda, riservato alla stessa frequenza vettrice del segnale riprodotto in *b*, ed infine il diagramma *e* rappresenta la corrente ottenuta per raddrizzamento della *d*.

Si hanno oggi diversi sistemi di telegrafia multipla armonica, basati tutti sul medesimo principio e differenti fra loro soltanto nei particolari di attuazione.

30. - *Sistema Standard.* — Le frequenze portanti sono multipli dispari della frequenza 85; la più bassa è 85 × 5 = 425 hertz. Partendo da questa frequenza, le correnti portanti hanno una frequenza

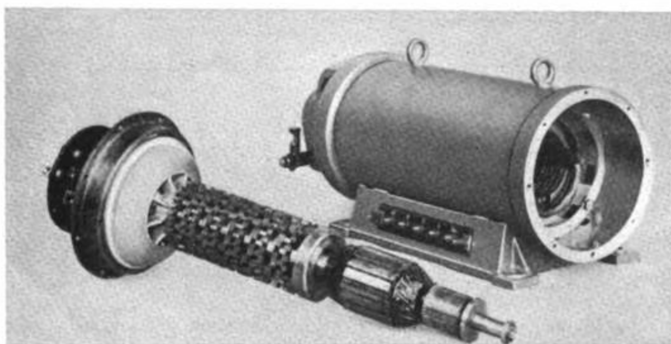


Fig. 37. — Parti dell'alternatore a dodici frequenze per la telegrafia armonica.

che differisce dalle frequenze prossime di 170 hertz, così che la più alta frequenza utilizzata per un sistema a 12 vie risulta di 2295 hertz.

Ogni frequenza portante si trova a metà di una banda che si estende per 85 hertz da un lato e dall'altro e, poichè la modulazione dei segnali copre circa 40 hertz, v'è un margine di protezione contro eventuali irregolarità e disturbi. La generazione delle correnti portanti è ottenuta con un alternatore a frequenze multiple del tipo ad induttanza variabile, che corrisponde a dieci generatori associati insieme meccanicamente, ma elettricamente indipendenti l'uno dall'altro. Il rotore consta di dieci dischi di acciaio muniti di un numero diverso di denti a seconda della frequenza da produrre.

Il sistema viene applicato ordinariamente usando quattro fili, di cui due per le trasmissioni in una direzione e due per le trasmissioni in senso opposto. L'uso di due circuiti separati è necessario per dare agli amplificatori un alto grado di amplificazione senza temere fenomeni d'eco. Del resto i quattro fili sono di diametro molto piccolo, ordinariamente 0,9 mm.

Su ciascuna via si possono trasmettere circa 150 lettere al mi-

nuto con tre apparati in multiplo e quindi per un sistema a dieci vie si possono trasmettere simultaneamente 1500 lettere in media. Un esempio numerico farà comprendere meglio la potenzialità raggiungibile con questo sistema. Un cavo interurbano del diametro di 7 cm, che comprende 300 paia di conduttori del diametro di mm 0,9, può formare 225 circuiti a quattro fili; esso, dato che si possano trasmettere, su ciascuno di questi, 30 telegrammi in ogni direzione, darebbe luogo alla trasmissione simultanea di 6750 telegrammi in ciascuna direzione, ognuno alla velocità di 150 lettere al minuto.

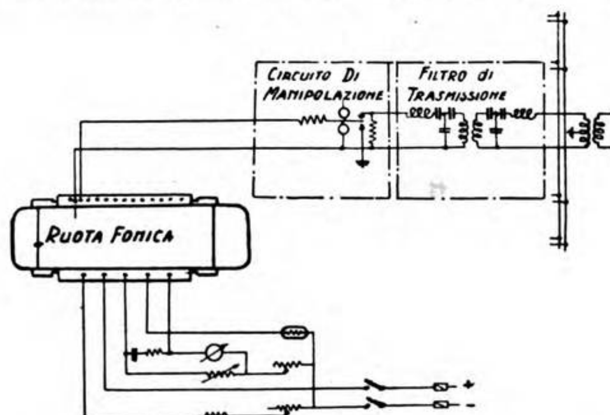


Fig. 38. — Telegrafia armonica - Schema dei circuiti di trasmissione Siemens.

31. - *Sistema Siemens.* — Il sistema Siemens, che funzionava già a sei frequenze, nella sua forma più recente si serve di dodici frequenze spaziate di 120 hertz, per modo che i diversi canali di trasmissione corrispondono alle seguenti frequenze : 420 - 540 - 660 - 780 - 900 - 1020 - 1140 - 1260 - 1380 - 1500 - 1620 - 1740. Come si vede, i valori prescelti sono multipli dispari, da 7 a 29 volte, della frequenza fondamentale di 60 Hz.

Mentre nelle installazioni non recentissime le singole frequenze erano generate da oscillatori termoionici, l'attuale sistema è dotato di un alternatore, detto « ruota fonica », il cui rotore è costituito da una serie di dodici dischi in ferro muniti ciascuno di un congruo numero di denti (fig. 37). L'induttore è azionato da un motore a corrente continua, mantenuto a velocità costante mediante un regolatore a forza centrifuga. Con la regolazione di una sola di queste frequenze si regolano evidentemente tutte le altre.

Le dodici correnti sono modulate separatamente mediante relè elettromagnetici e passate ai relativi circuiti filtranti, che delimitano nettamente la zona di frequenza usata da ciascun canale. Le correnti sono poi sovrapposte in parallelo sull'avvolgimento primario del traslatore di linea, il cui secondario alimenta una delle coppie del sistema a quattro fili del cavo telefonico (fig. 38).

Il complesso ricevitore, dopo i filtri separatori delle varie frequenze, comprende per ogni circuito un regolatore di livello a tubo L_1 (fig. 39) e due raddrizzatori a ossido di rame. L'uno R_1, detto raddrizzatore di impulsione, serve a trasformare i treni di onde in impulsioni che agiscono poi sulla griglia di un triodo amplificatore L_2; il secondo R_2, detto raddrizzatore di corrente di regime, serve a dare la tensione continua per portare al punto più conveniente il potenziale medio di griglia dello stesso triodo L_2. I raddrizzatori sono montati secondo il ben noto ponte di Graetz. La impulsione, all'uscita da L_2, agisce sul relè di ricezione che segue.

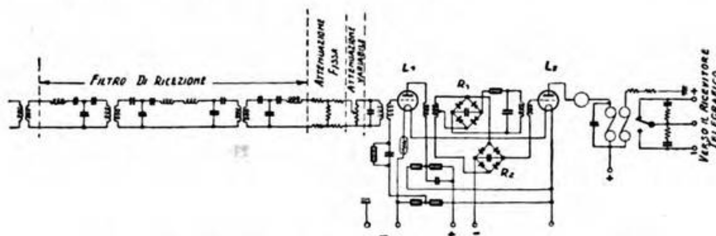


Fig. 39. — Telegrafia armonica - Schema dei circuiti di ricezione Siemens.

32. - *Sistema Page.* — Il sistema francese, in uso sul cavo Parigi-Le Havre, utilizza in ogni circuito a due fili otto vie diverse, caratterizzate da otto frequenze comprese tra 795 e 1915 hertz; ciascuno degli otto canali può essere azionato con la Baudot quadrupla.

Il sistema trasmittente usa oscillatori a tubo elettronico, collegati in parallelo sul circuito di partenza. La corrente è amplificata all'arrivo da un triodo ed anche i circuiti selettori adempiono alla loro funzione di separare le varie frequenze, mediante circuiti a reazione azionati da triodi. Tale dispositivo permette, com'è noto, di ottenere curve di risonanza molto acute e di assicurare quindi la netta separazione fra le frequenze dei singoli canali.

33. - *Sistema «Post Office».* — In una recente installazione del «Central Telegraph Office» di Londra per le comunicazioni telegrafiche con la Scozia, è stato adottato un sistema a correnti portanti distanziate di 120 Hz l'una dall'altra (come è stato raccomandato dal C. C. I.); esse vanno da 420 a 1740 Hz per un sistema a 12 canali e da 420 a 2460 Hz per un sistema a 18 canali. Anche in questo caso le frequenze di lavoro sono tutte multipli dispari di 60 Hz; quindi le frequenze di interferenza (eguali alla somma o differenza delle frequenze portanti prese a 2 a 2) risultano multipli pari di 60 Hz, cadono cioè nelle zone intermedie dove lo smorzamento prodotto dai filtri è massimo. Come generatore delle correnti portanti è usato un alternatore a 18 frequenze, a induttore rotante. Su ciascun canale possono usarsi sia gli apparati celeri, sia i multipli, sia infine le telescriventi. Con queste macchine e con un sistema a dodici canali si potrebbero trasmettere 4500 lettere al minuto.

34. - *Applicazioni.* — Un impianto importante di telegrafia armonica è quello inserito in un circuito a quattro fili del cavo Parigi-Zurigo, che utilizza 14 frequenze vettrici, sei per la trasmissione in un senso, sei per la trasmissione nel verso opposto e le altre due rispettivamente per la telefonia e per un collegamento Morse di servizio. Ciascuna delle dodici frequenze utilizzate per la telegrafia multipla può servire una quadrupla Baudot.

In Italia la telegrafia armonica è in servizio fin dall'agosto 1929 tra Milano e Zurigo e fra Milano e Francoforte con apparecchi Siemens, a dodici frequenze, che potrebbero essere attivati su un solo circuito telefonico a quattro fili, ma che sono presentemente utilizzati per metà con Zurigo e per metà con Francoforte sul Meno. Tali comunicazioni, sufficienti per smaltire quasi tutto il traffico con la Svizzera e con la Germania, sono usate generalmente con la Baudot dupla; mediante opportuni gruppi ripetitori, installati a Milano, gli apparati stessi possono servire per comunicazioni dirette fra qualsiasi centro d'Italia e di Germania, come ad esempio fra Genova ed Amburgo e fra Roma e Berlino.

Fra poco sarà installata a Torino un'apparecchiatura a 18 frequenze che permetterà di svolgere la maggior parte delle comunicazioni attuali Italia-Francia-Inghilterra con un solo circuito telefonico a quattro fili.

35. - *Nuovi sistemi.* — Un maggior numero di comunicazioni telegrafiche potrebbe essere attuato coi nuovi cavi telefonici, recentemente sperimentati, nei quali, ridotta od eliminata la pupinizzazione, si può prescindere dalla frequenza limite e, ricorrendo invece a forti amplificazioni per compensare l'attenuazione, si possono trasmettere correnti alternate a frequenze fino a 30.000 Hz così come per le linee aeree. Avendo a disposizione tale ampio intervallo di frequenze sarebbe possibile utilizzare un numero molto grande di vie telegrafiche, anche fino a 60 nello stesso circuito, affidandole a correnti vettrici sufficientemente spaziate. Una tale utilizzazione tanto spinta è, allo stato odierno, talmente superiore alle necessità del traffico telegrafico, che non è stata ancora tradotta in atto.

Nè qui si arrestano le possibilità della telegrafia nel prossimo avvenire, chè la televisione, ove giungesse a darci istantaneamente la visione e la riproduzione fotografica degli scritti, costituirebbe la più completa soluzione del problema.

In conclusione si può bene affermare che la telegrafia si è veramente rinnovata nell'ultimo decennio. Da un lato la telegrafia a grande distanza ha, coi nuovi sistemi, raggiunto una così alta efficienza da potere supplire con sicurezza ad esigenze di traffico ben superiori a quelle del presente e del prevedibile futuro, d'altro lato essa è divenuta accessibile al pubblico e può consentire le comunicazioni dirette tra persona e persona così come la telefonia, di cui costituisce ormai, in parecchi settori, un temibile concorrente. Nuovi orizzonti si aprono così alla ricerca di mezzi sempre più perfetti per le comunicazioni del pensiero.

-- LETTERE AL DIRETTORE --

Dispositivi di prova per apparecchi telefonici.

L'apparecchio descritto nel numero di febbraio della rivista (A. F., 1934, III, p. 106), *destinato ad un controllo rapido, con segnalazioni acustiche, della velocità dei dischi combinatori, mi richiama alla mente una soluzione del problema sostanzialmente analoga, che io proposi e che fu approvata dalla Direzione della S.T.I.P.E.L.*

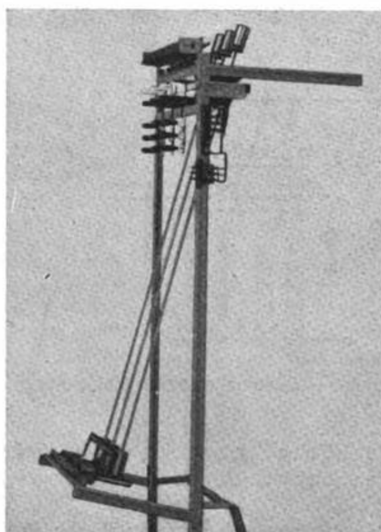


Fig. 1. — Dispositivo per la prova della velocità dei dischi combinatori.

Il pendolo da me ideato è in funzione a Milano dal dicembre 1931. Allego la fotografia (fig. 1) dell'attuazione pratica del dispositivo (installato presso la Centrale di Via G. Negri) : ne risulta l'insieme dei tre pendoli che permettono l'esecuzione di tre prove contemporanee. Dallo schema elettrico di fig. 2 appare chiaramente il principio fondamentale del sistema, che è analogo a quello illustrato nella citata pubblicazione.

Dell'esattezza di questo dispositivo sono state da me fatte, prima che fosse posto in esercizio, verifiche oscillografiche presso il Laboratorio di Elettrotecnica della R. Scuola « Carlo Erba » in Milano. Mi permetto allegare il diagramma oscillografico (fig. 3) indicante i tempi di eccitazione e di diseccitazione nel relè di misura (B) e le tolleranze (circa 1/10) consentite per la velocità dei dischi. Un rapido metodo di taratura con pendolino campione è pure mostrato nella fig. 3: con quest'ultimo sistema si eseguono la taratura iniziale ed il controllo periodico.

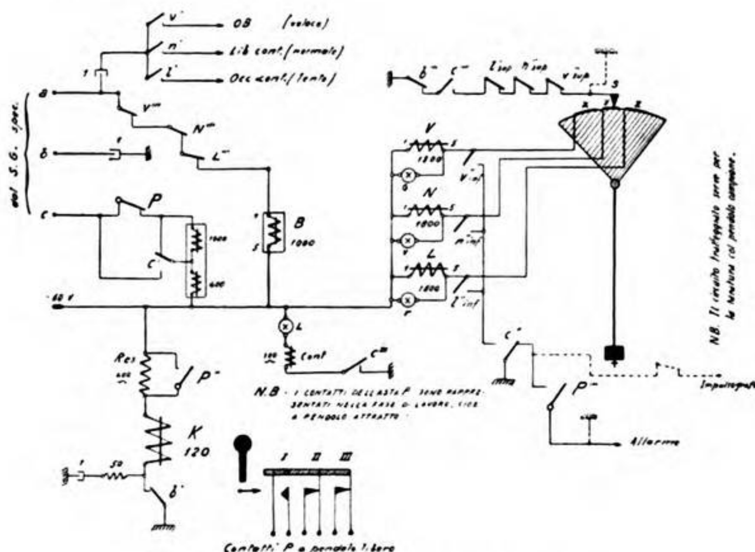


Fig. 2. — Schema elettrico del dispositivo.

Tutti i dati relativi all'apparecchio in questione furono ufficialmente comunicati all'Azienda di Stato per i Servizi Telefonici fin dal novembre 1932.

Essendo in argomento, mi permetto anche rammentare che un dispositivo per autochiamata dei riparatori, esso pure sostanzialmente analogo a quello descritto nel fascicolo sopra citato, è in funzione a Milano fin dall'ottobre 1931.

Milano, 26 aprile 1934 - XII. GUGLIELMO GINOCCHIO.

Queste notizie integrano efficacemente, con una nuova esemplificazione, quanto è già stato pubblicato nella nostra rivista. Confidiamo perciò che anch'esse riusciranno interessanti per i lettori - *n. d. r.*

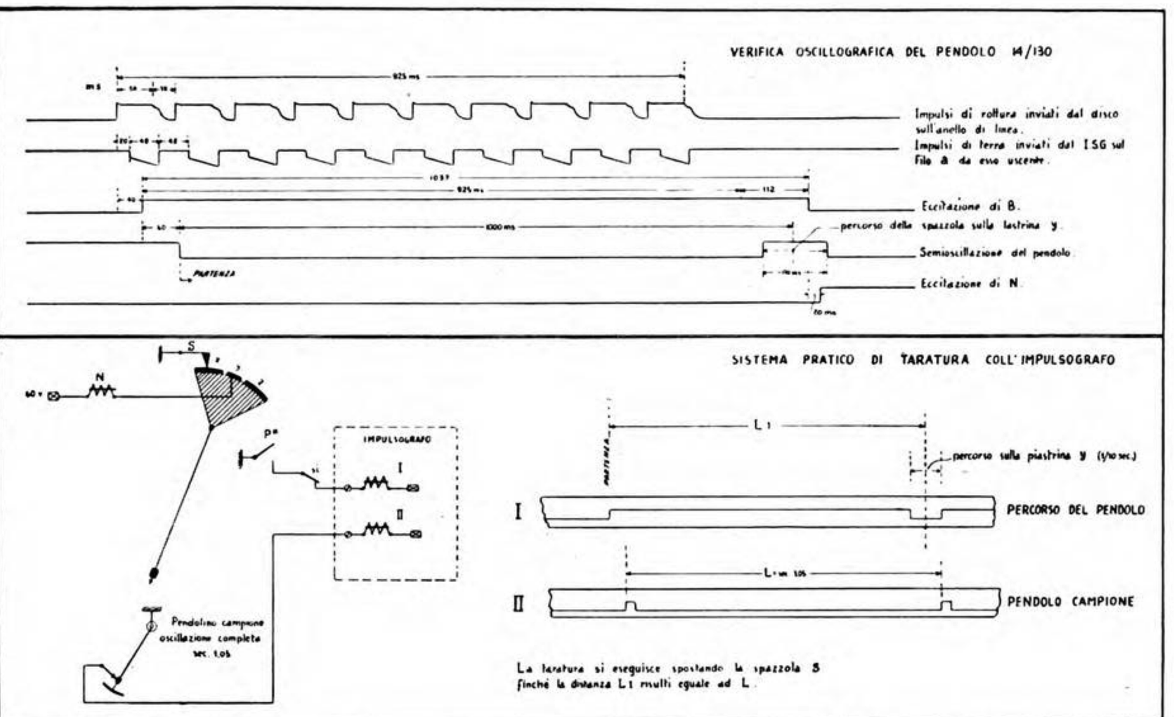


Fig. 3. — Oscillogrammi e dispositivo di taratura del sistema. (Per eseguire la taratura occorre, nello schema di fig. 2, isolare i circuiti di V ed L, isolare il contatto C'' dal lato di riposo, inserire le due terre segnate a tratteggio).

-- -- -- RECENSIONI -- -- --

CIRCUITI - QUADRIPOLI - FILTRI.

S. Issakowitsch-Kosta — **L'adattamento delle linee di alimentazione alle antenne trasmittenti ad onda corta.** (E. N. T., gennaio 1933, X, 1, pag. 9-19, con 10 fig.).

Negli impianti di trasmissione ad onda cortissima ha, agli effetti del rendimento, una grandissima importanza la regolazione degli elementi che collegano all'antenna le uscite di placca dell'ultimo stadio di potenza (generalmente del tipo simmetrico) del trasmettitore. In particolare l'impianto di questo tipo consta normalmente di tre parti: un quadripolo formato da due circuiti sintonici accoppiati, una linea di trasporto dell'altissima frequenza ed un'antenna a semplice dipolo oscillante. L'A ricerca teoricamente e sperimentalmente quali sono le condizioni per le quali risulta ottimo il rendimento globale dell'impianto.

Il quadripolo sintonico è regolato quando la sua impedenza di entrata è uguale a quella del generatore R_{i1} (in pratica alcune migliaia di ohm) e la sua impedenza di uscita è uguale all'impedenza caratteristica Z_3 della linea: queste condizioni sono attuate se il rapporto di trasformazione, nell'accoppiamento tra i due circuiti oscillanti, vale $u = \sqrt{R_{i1}/Z_3}$ e se il grado di accoppiamento è quello ottimo.

La linea è soggetta a sua volta ad un decremento totale $b_o = b + b_a + b_e + b_g$ esprimibile come somma di quattro decrementi: quello proprio $b = \beta l$, essendo l la lunghezza della linea; quello dovuto alla riflessione delle onde all'inizio della linea:

$$b_a = \log_e \frac{1 + Q_a}{2\sqrt{Q_a}},$$

dove Q_a è il noto rapporto di profondità dell'onda, introdotta dalla riflessione iniziale; quello corrispondente dovuto alla riflessione al termine della linea:

$$b_e = \log_e \frac{1 + Q_e}{2\sqrt{Q_e}};$$

ed infine quello:

$$b_g = \log_e \left[1 - \frac{(Q_a - 1)\,(Q_e - 1)}{(Q_a + 1)\,(Q_e + 1)}\, e^{-2g} \right],$$

essendo $g = \beta + j\,\alpha$ la costante di propagazione. Il rendimento della linea si può allora esprimere col prodotto $\eta_o = \eta \cdot \eta_a \cdot \eta_e \cdot \eta_g$, dove $\eta = e^{-2b}$, $\eta_a = e^{-2b_a}$, e così via. Regolando le estremità della linea si annullano le riflessioni e quindi i termini b_a, b_e, b_g.

I tipi di linee in uso sono tre: quella ad un solo filo (ritorno a

terra), quella bifilare e quella a tubi concentrici. Per il primo tipo di linea la regolazione acquista un'importanza capitale anche perchè la formazione di onde stazionarie sulla linea dà luogo ad un irradiamento elevatissimo di energia.

L'adattamento della linea all'antenna importa in effetti due regolazioni: poichè l'impedenza caratteristica della linea è sostanzialmente

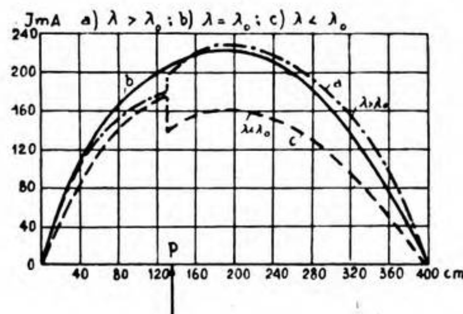


Fig. 1. — Distribuzione della corrente in un dipolo alimentato con linea unifilare.

ohmica nel caso delle linee ad altissima frequenza, occorre che l'impedenza globale di entrata dell'antenna, nel punto di attacco alla linea, sia puramente ohmica; in secondo luogo occorre uguagliare il valore assoluto delle due impedenze. La prima regolazione (sintonia del dipolo) si ottiene variando la lunghezza del dipolo, oppure, a lunghezza costante, variando la frequenza di alimentazione. La seconda regolazione

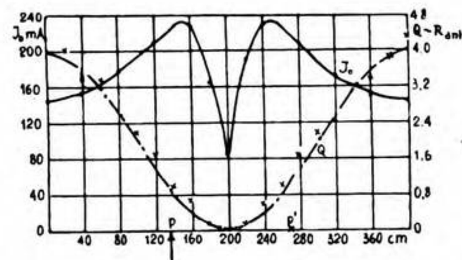


Fig. 2. — Corrente di antenna al centro del dipolo e resistenza di entrata, in funzione della posizione del punto di alimentazione.

si ottiene variando la posizione del punto o dei punti di attacco della linea unifilare o bifilare al dipolo.

La fig. 1 mostra come varia la distribuzione della corrente alimentando il dipolo con frequenza uguale (curva *b*), minore (curva *a*) o maggiore (curva *c*) di quella di sintonia, per la quale si effettua la prima regolazione: si dimostra teoricamente e sperimentalmente che, fuori della sintonia, nel punto di attacco alla linea ha luogo una discontinuità della distribuzione. La regolazione si raggiunge quindi quando ai due lati del dipolo, nell'immediata vicinanza del punto di attacco, le cor-

renti (e le tensioni) hanno uguale valore, mentre l'indicazione di uno strumento posto al centro del dipolo non può affatto servire di norma.

La legge di variazione dell'impedenza d'entrata R_{ant} del dipolo, ridotta con la sintonizzazione a pura resistenza ohmica, in funzione della posizione del punto d'attacco della linea è espressa dalle due relazioni, valide per l'attacco unifilare e per l'attacco bifilare:

$$R_{ant\,1} = Z_{ant} \left[\frac{\beta\, x\,(l - x)}{l \operatorname{sen}^2 \frac{\pi x}{l}} + \frac{\cos^2 \frac{\pi x}{l}}{\beta\, l} \right],$$

$$R_{ant\,2} = Z_{ant} \left[\frac{4\,\beta\, x \left(\frac{l}{2} - x \right)}{l \operatorname{sen}^2 \frac{\pi x}{l}} + \frac{4 \cos^2 \frac{\pi x}{l}}{\beta\, l} \right],$$

dove Z_{ant} è l'impedenza del dipolo, l la sua lunghezza, x la distanza del punto d'attacco dall'estremità più vicina del dipolo e β la costante di attenuazione totale del dipolo.

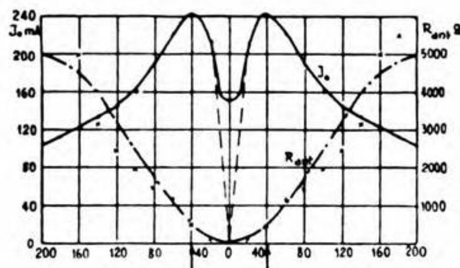


Fig. 3. — Corrente di antenna al centro del dipolo e resistenza di entrata, in funzione della distanza dei punti di alimentazione.

Nelle fig. 2 e 3 sono rappresentati i diagrammi ottenuti sperimentalmente alimentando con una linea ad uno e a due fili un dipolo; la curva a tratto pieno dà la corrente misurata al centro del dipolo, preventivamente sintonizzato; la curva a tratti e punti dà invece il valore della resistenza di entrata dell'antenna; le freccie indicano i punti in cui, con la perfetta regolazione, si raggiunge il massimo grado di efficienza del sistema linea-dipolo. *M. S.*

MISURE.

R. L. Sanford — **Una bilancia magnetica per ricerche su acciai austenitici.** (B. S. J. Research, marzo 1933, X, 3, pag. 321-326, con 3 fig..)

Il paramagnetismo degli acciai austenitici è dovuto al fatto che essi conservano a temperatura ordinaria la struttura di soluzione solida γ, non magnetica, che negli acciai comuni si presenta soltanto a temperature più elevate. La struttura austenitica può essere però di-

strutta da un eccessivo riscaldamento o da lavoro meccanico durante la fabbricazione, ed allora ricompare il ferro allo stato α il quale è caratterizzato da una permeabilità magnetica molto maggiore di quella dello stato γ e da una resistenza molto ridotta alla corrosione.

Per avere un indice di questa resistenza alla corrosione, l'A consiglia di misurare la permeabilità magnetica degli acciai, con una bilancia magnetica la quale, se non dà risultati molto esatti (in confronto con quelli ottenibili con un metodo balistico), costituisce però un dispositivo di più facile attuazione e di più comodo impiego.

Due magneti uguali a forma di asticella di qualche centimetro di lunghezza sono posti l'uno in continuazione dell'altro, serrando le estremità affacciate entro un manicotto imperniato secondo un asse

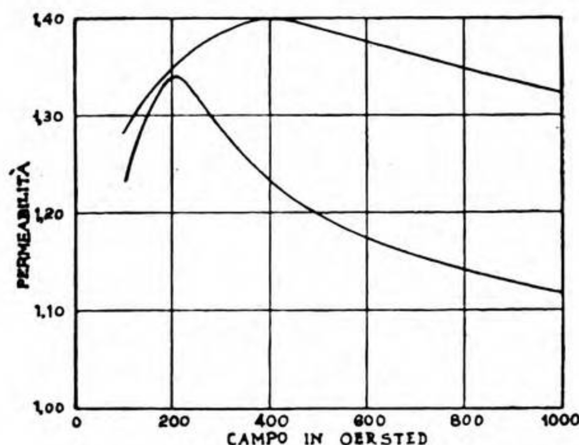


Fig. 1. — Curve di permeabilità per due campioni di acciaio austenitico.

normale a quello dei magneti. Il sistema astatico così ottenuto risulta in equilibrio indifferente. Una molla ad elica assai lunga, il cui asse è quello stesso dei perni, ha un'estremità connessa al manicotto e l'altra connessa ad una manopola graduata.

Se in vicinanza di uno dei poli si pone il saggio di acciaio austenitico (preventivamente demagnetizzato) da esaminare, il sistema formato dai magneti ruota sino ad andare in contatto col saggio. Si può strappare il sistema dal saggio ruotando convenientemente la manopola.

Una taratura dell'apparecchio fatta con metodo balistico fa vedere che vi è proporzionalità tra la permeabilità del saggio e l'angolo di rotazione della manopola. Il metodo non è però molto esatto, perchè i diversi punti del saggio si trovano a distanze differenti dal polo magnetico e si viene così a misurare la media delle permeabilità corrispondenti ai diversi campi che si hanno nei punti del saggio.

Occorre avere particolari avvertenze per non logorare l'estremità del magnete e per non lasciare magnetizzare il saggio.

In fig. 1 sono mostrate le curve ottenute per due saggi di acciai austenitici. *E. P.*

MODULAZIONE - RADIOTELEFONIA.

M. Kolesnikov — **Radiotelefonia a banda laterale unica.** (Onde Él., maggio 1933, XII, 137, pag. 237-249, con 9 fig.).

E' nota in radiotelefonia la possibilità di sopprimere all'atto della trasmissione la frequenza portante ed una delle due bande laterali, in modo da irradiare nello spazio una sola banda. Sovrapponendo a questa, alla ricezione, l'onda di un generatore locale, che riproduca con sufficiente esattezza la frequenza dell'onda portante soppressa in partenza, si può ottenere una soddisfacente ricezione radiotelefonica.

Rammentati i vantaggi che un tale sistema comporta, l'A esamina le questioni teoriche e tecniche ad esso inerenti.

Una delle principali difficoltà del sistema è quella di ottenere un perfetto sincronismo tra la frequenza portante soppressa all'atto della trasmissione e quella rigenerata dal ricevitore. La pratica ha dimostrato ammissibile una leggera differenza, che però non deve superare i 20 ÷ 30 Hz; oltrepassandoli si rende impossibile la ricezione.

Evidentemente, la possibilità di rimanere entro tali limiti esiste solo per il caso di onde sufficientemente lunghe; nel caso di onde medie, e soprattutto di onde corte, la sincronizzazione necessaria non è più ottenibile con un generatore locale non vincolato, ma si deve ricorrere a speciali sistemi di sincronizzazione per mezzo, ad esempio, di segnali piloti trasmessi insieme con la banda laterale unica irradiata (1).

Si dimostra analiticamente che il sistema a banda laterale unica comporta un'utilizzazione più razionale della potenza di trasmissione, poichè a parità di questa si possono raggiungere portate ben più grandi che non con i comuni sistemi di radiotelefonia.

Per la soppressione in partenza dell'onda portante, sembra preferibile il metodo della modulazione equilibrata ottenuta con due triodi modulatori in opposizione di fase, scelti e sistemati in modo che i due rami del sistema modulatore siano esattamente equilibrati. La soppressione di una banda laterale si effettua naturalmente applicando, dopo il modulatore equilibrato, opportuni filtri a passaggio di banda, calcolati in modo da lasciar passare soltanto le correnti delle frequenze che si vogliono irradiare. L'esperienza ha dimostrato che i filtri passa-banda possono isolare una banda laterale quando il rapporto percentuale q, tra la frequenza modulante f_1 più bassa e la frequenza portante f, oltrepassa almeno 0,5 % :

$$q = \frac{f - (f \pm f_1)}{f} \cdot 100 = \frac{f_1}{f} \cdot 100 > 0{,}5.$$

In altri termini, considerando per f_1 il valore normale di 200 Hz, non si può ottenere un risultato soddisfacente se non per onde di lunghezza superiore ai 15.000 metri.

Per maggiori frequenze bisogna ricorrere ad una modulazione effettuata attraverso vari stadi successivi, come è fatto in un trasmettitore radiotelefonico a banda laterale unica per onde corte, di cui l'A riporta lo schema; in esso la banda laterale unica è ottenuta effettuando la modulazione in tre stadi successivi, dei quali i primi due funzionano su frequenze dell'ordine di 20.000 e 300.000 Hz rispettivamente.

Esempi di attuazione del sistema sono il collegamento New York-Londra a onde lunghe e quello Madrid-Buenos Aires a onde corte.

C. P.

---

(1) A. H. Reeves: Onde Él., 1931, X, p. 476.

--- CRONACA TECNICA ---

CONVERTITORI - RADDRIZZATORI.

Un articolo di L. A. Richards in *R. S. I.* del settembre 1933 presenta uno schema di **raddrizzatore con compensazione automatica delle oscillazioni della tensione alimentatrice.** Esso è costituito dal noto circuito raddrizzatore a due semionde indicato in fig. 1 *a*, nel quale due triodi sostituiscono i diodi abitualmente usati. La compensazione è ottenuta variando convenientemente la polarizzazione di griglia dei triodi, con azione automatica esercitata dal dispositivo di fig. 1 *b*.

Indicando con E_a , E_d , E_g rispettivamente la tensione alimentatrice, la tensione continua raddrizzata e la tensione di polarizzazione delle griglie, si constata che, mantenendo costante una qualunque di queste grandezze, le altre due stanno in relazione lineare.

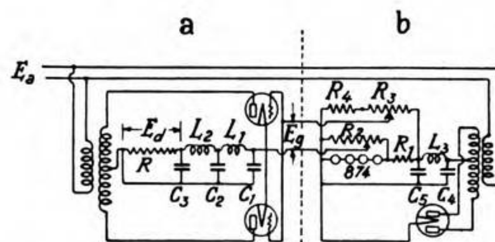


Fig. 1. — Schema del dispositivo raddrizzatore.

$R_1 = 6.000\ \Omega$	$C_1 = 2\ \mu F$	$L_1 = 30$ H
$R_2 = 100.000\ \Omega$	$C_2 = 4\ \mu F$	$L_2 = 30$ H
$R_3 = 100.000\ \Omega$	$C_3 = 4\ \mu F$	$L_3 = 20$ H
$R_4 = 50.000\ \Omega$	$C_4 = 1\ \mu F$	$C_5 = 4\ \mu F$.

La E_d può allora esser mantenuta costante, se si fa in modo che la E_g segua con un'opportuna legge lineare le variazioni della E_a. A ciò provvede il dispositivo di fig. 1 *b* formato da un raddrizzatore a due semionde, con filtro livellatore e opportune prese potenziometriche all'uscita. Per ottenere, nella legge lineare di variazione della E_g, l'addendo costante, si utilizzano tubi a gas del tipo 874, i quali presentano una tensione agli elettrodi approssimativamente costante, di circa 90 V, quando sono attraversati da correnti tra 10 e 50 mA.

La tensione ai capi di $(R_3 + R_4)$ varia linearmente con la E_a. Per cui, ricavando la tensione di griglia con prese potenziometriche su $(R_3 + R_4)$ e su R_2 (ai cui estremi la tensione è approssimativamente costante), si può ottenere l'effetto compensatore voluto. Questo è rag-

giunto in modo praticamente completo quando la tensione alimentatrice (105 ÷ 135 V) subisce scarti non maggiori di 10 V: variazioni dell'ordine del 10 %, di tale tensione, producono variazioni di 0,1 ÷ 0,02 % della tensione raddrizzata.

Le cause, che rendono il funzionamento effettivo meno perfetto di quello ideale, si riducono essenzialmente al comportamento del tubo 874, che solo approssimativamente possiede i requisiti richiesti. Si deve inoltre notare la presenza di fenomeni transitori, i quali, per variazioni rapide anche poco superiori ad un volt della tensione alimentatrice, producono variazioni temporanee della tensione continua di uscita. Queste ultime durano però soltanto una frazione di secondo, e sono dell'ordine di 0,5 V per scarti di 5 V nella tensione alimentatrice. *L. Sp.*

FISICA GENERALE.

In una nota apparsa nella *Ricerca Scientifica* del 28 febbraio 1934 V. Ronchi ha esposto alcune interessanti considerazioni sul funzionamento del senso dell'udito, con particolare riguardo alla **localizzazione delle sorgenti sonore.** Oggetto di queste considerazioni, che fanno seguito ad altre esposte dal Ronchi stesso e dal Bonacini (rispettivamente nei fascicoli del 15-31 ottobre e del 30 novembre 1933 della medesima rivista), è la spiegazione del fenomeno (qualificato come un « effetto strano ») cui dà luogo il nostro udito quando, ricevendo un suono riflesso da una superficie piana, localizza la sorgente sonora sulla superficie e non in un piano simmetrico alla sorgente rispetto alla superficie stessa; tale effetto viene dal Ronchi considerato come uno dei mezzi efficaci di cui l'uomo dispone per studiare l'ambiente.

In un confronto fra i fenomeni che interessano un osservatore ottico e un osservatore acustico, l'A mette in evidenza quanto avviene nel caso della riflessione di onde luminose, localizzandosi allora la sorgente virtuale in posizione simmetrica a quella reale rispetto alla superficie riflettente, e quanto invece accade per la riflessione delle onde sonore: gli elementi acustici, quando un orecchio riceve un treno d'onde diretto e uno riflesso, mettono l'ascoltatore in condizioni di definire la posizione della superficie riflettente, e questo in virtù della percezione della differenza di tempo tra l'arrivo del primo e del secondo treno d'onde, e della facoltà spiccatissima nell'orecchio di riconoscere la composizione armonica del treno in arrivo e quindi l'identità di composizione tra il primo e il secondo treno.

L'A conclude, portando anche diversi esempi, che il fenomeno della localizzazione della sorgente sonora sulla superficie riflettente non è da interpretarsi come conseguenza di errori di apprezzamento (che in qualche caso dovrebbero arrivare anche al 50 %) o di una illusione del nostro udito; secondo il suo parere, esso rappresenta il modo migliore di utilizzare tutte le caratteristiche delle onde sonore per la conoscenza dell'ambiente, e fornisce una nuova manifestazione del funzionamento mirabile di quel complesso ancora tanto misterioso che costituisce il tramite di comunicazione fra l'io ed il mondo esterno.

Un ulteriore contributo sul medesimo argomento porta G. Giotti, nella *Ricerca Scientifica* del 30 aprile 1934, ponendo in evidenza con una trattazione analitica come, nel caso più semplice di una sorgente sonora e di un piano riflettente, la posizione della sorgente risulti praticamente determinata dalla conoscenza dei ritardi delle diverse onde che giungono ai due orecchi. *C. Bì.*

LINEE E CONDUTTURE.

La crescente diffusione degli apparecchi elettrici per uso domestico e industriale ha fatto aumentare la quantità dei disturbi alle radioricezioni, e l'inconveniente è aggravato dall'accresciuto potere di amplificazione dei radioricevitori. Agli effetti della bontà di ricezione è decisivo il rapporto tra l'energia utile e quella di disturbo, rapporto che, da alcuni anni, appunto per i suddetti motivi ha manifestato la tendenza a divenire più favorevole all'esterno che all'interno degli edifici.

Dalle precedenti considerazioni è derivato lo studio accurato delle **condutture schermate per collegamento con le antenne,** i cui recenti progressi sono esaminati da Forstmeyer e Wild nel fascicolo del settembre 1933 di *T. F. T.*

Gli AA trattano dei vari tipi moderni di tali condutture; dei valori di capacità per unità di lunghezza, che si sono potuti tenere molto bassi con l'adozione di materiali isolanti opportunamente scelti e posti in opera; dell'effetto della schermatura; degli smorzamenti dovuti alla conduttura, sia per l'attenuazione vera e propria, sia per le riflessioni che hanno luogo ai suoi estremi; ed infine delle proprietà meccaniche delle condutture stesse. *P. P.*

PROPAGAZIONE DELLE RADIOONDE.

Nel fascicolo del 27 luglio 1933 dello *Scientiarum Nuncius Radiophonicus,* G. Gianfranceschi, in una breve comunicazione di carattere informativo, riferiva circa l'argomento della **propagazione delle microonde,** prendendo lo spunto da recenti esperienze marconiane.

Constatata sperimentalmente da Marconi la ricezione di segnali in punti, così distanti dal luogo di emissione che raggi procedenti in linea retta non avrebbero potuto giungere perchè ostacolati dall'interposta curvatura terrestre, l'A non riteneva che tale fatto conducesse a modificare la concezione delle microonde come onde « quasi ottiche ». Il fatto stesso doveva anzi potersi spiegare proprio mediante fenomeni analoghi a quelli già verificati per i raggi luminosi, attribuendosi in particolare o a un fenomeno di diffrazione o a un fenomeno di incurvamento dei raggi, causato dalla diversità dell'indice di rifrazione elettrica per i vari strati dell'atmosfera.

Fermandosi più particolarmente su questo secondo modo di spiegare il fenomeno in questione, l'A esaminava, sulla base della teoria elettronica del Lorentz, i vari fattori che determinano l'indice di rifrazione di una sostanza (frequenza delle onde trasmesse, frequenza propria della sostanza, grado di ionizzazione della sostanza stessa) e mostrava come nell'atmosfera, per onde trasmesse di lunghezza « micro » e per ionizzazione crescente con l'altezza (secondo quanto avviene di solito), i raggi siano condotti ad incurvarsi proprio verso la terra. La via alla trattazione esatta e completa del problema deve quindi cercarsi innanzi tutto nello studio sperimentale, quanto più è possibile esteso, della legge con cui varia l'ionizzazione nell'aria atmosferica. *A. Fe.*

Più recentemente, nello *Scientiarum Nuncius Radiophonicus* del 25 gennaio 1934, lo stesso A riferisce su esperimenti eseguiti fra la stazione radio della Città del Vaticano e quella di Sydney in Australia per la **determinazione della traiettoria delle onde elettriche.** Dalla stazione vaticana s'inviava a quella di Sydney un segnale che istantaneamente veniva ritrasmesso da quest'ultima al punto di partenza. Per

misurare il tempo intercorso fra l'emissione e la ricezione si faceva uso dell'apparecchio di normale impiego per la trasmissione delle immagini (belinografo).

Con tale sistema, ammettendo trascurabile l'intervallo di tempo fra l'arrivo e la partenza (a Sydney) del segnale, si è registrata una distanza percorsa dalle onde elettriche di 34.340 km, con un'approssimazione di 144 km (corrispondenti a 1/10 di mm sulla carta fotografica del registratore). Poichè la distanza effettiva sulla geodetica fra il Vaticano e Sydney è di 32.591 km, risulta che le onde, ammessa come loro traiettoria una geodetica aerea, hanno raggiunto un'altezza di 240 ÷ 300 km. Il tempo impiegato dalle onde per l'intero percorso è stato di 116 millesimi di secondo, mentre sarebbe dovuto essere di 108, se il tragitto avesse seguito la geodetica terrestre. *C. Bì.*

[*Le brevi note qui recensite sono un esempio delle possibilità che offre la lingua latina nella trattazione di argomenti pur modernissimi ed assai specializzati. Basta, naturalmente, saperla adoperar bene; e qui sta, almeno per ora, la maggiore difficoltà, che si frappone ad un ritorno all'uso del latino come tramite per le relazioni scientifiche internazionali. Inutile dire che da parte degli studiosi italiani, i quali risentono tutto il danno della limitata conoscenza della loro lingua nel mondo scientifico internazionale, il ritorno al latino sarebbe salutato con grande compiacimento, qualora, ben s'intende, esso fosse adottato anche all'estero. In caso contrario l'aggiunta di sunti latini ai lavori italiani avrebbe, a parer nostro, valore puramente accademico e, per il raggiungimento di scopi concreti, resterebbe inutile, com'è inutile, secondo noi, l'aggiunta di sunti in esperanto adottata da certe riviste francesi* - n. d. r.].

-- LIBRI E PUBBLICAZIONI --

E. PERUCCA. — *Fisica generale e sperimentale.* Volume II: *Ottica, elettricità e magnetismo.* — Unione Tipografico-Editrice Torinese, Torino, 1934. — Un volume di 870 pagine, con 912 figure, legato in tela. — Prezzo L. 110.

Il secondo volume, con cui il prof. Perucca ha recato a compimento il suo trattato di fisica, ben mantiene le promesse, che il primo volume (1) degnamente affermava. Risultano avvalorati e consolidati i pregi più salienti, quali la elevatezza, la serietà e la chiarezza della trattazione, la ricchezza e la modernità dell'informazione, l'impronta personale, che rivela una rielaborazione scrupolosa di tutta la materia, attinta di prima mano alle fonti più sicure.

La prima parte del volume è dedicata all'ottica, e si inizia con l'ottica geometrica, esposta con opportuna ampiezza, senza tralasciare le questioni relative alle lenti spesse ed alle aberrazioni, nè la descrizione degli strumenti ottici, dall'occhio agli obiettivi ed ai microscopi.

Si entra poi nel campo dell'ottica fisica con la descrizione dei metodi per la misura della velocità della luce e con lo studio approfondito dei fenomeni di interferenza e di diffrazione, illustrato fra l'altro da nitide ed interessanti fotografie. Secondo lo schema classico viene poi svolto il capitolo della polarizzazione e dell'ottica dei cristalli, trattando in seguito, largamente ed opportunamente, delle misure ottiche di controllo degli obiettivi, di spettroscopia, di fotometria e di refrattometria.

L'ottica elettromagnetica è rimandata più avanti, cioè, logicamente, alla seconda parte del volume, a seguito della teoria di Maxwell e delle onde elettromagnetiche.

Così come per l'ottica, anche per l'elettricità e per il magnetismo si rispetta lo schema classico, che riteniamo didatticamente il più efficace, e si comincia dai campi newtoniani, dando il primo posto al campo magnetico ed il secondo al campo elettrostatico, e trattando ampiamente di ambedue con ricchezza di schemi, di dati e di descrizioni di strumenti. [Non muoviamo appunto all'A di non aver adottato per ora quel sistema di relazioni e, conseguentemente, di unità, che ha certo notevoli pregi, anche se è un po' immodesto chiamarlo senz'altro sistema «razionale»; perchè abbiamo qualche dubbio sui vantaggi dell'adozione del nuovo, in confronto con gl'inconvenienti della inevitabile e certo lunga confusione, conseguente alla coesistenza del vecchio e del nuovo. Riteniamo per contro, che sia motivo di confusione l'aver fatto scomparire dalle formule il coefficiente di Coulomb col solito specioso pretesto, che in un determinato sistema di misura esso viene scelto come grandezza unitaria].

(1) A. F., 1932, I, p. 611.

Introdotto il concetto di corrente elettrica (senza rifuggire dall'aiuto della similitudine idraulica), se ne studiano con minuzia e con precisione le proprietà magnetiche, elettromagnetiche e ponderomotrici, si descrivono i tipi più in uso di galvanometri e di altri apparecchi di misura e si accenna alle esperienze per la determinazione del rapporto fra unità di misura elettrostatica e unità di misura elettromagnetica di una medesima grandezza (il quale rapporto, evidentemente, non può essere se non un numero; non già una velocità, od una potenza di essa).

Segue lo studio dei circuiti di corrente continua, con un accenno ai circuiti magnetici, e quello degli effetti galvanici, elettrolitici e di induzione elettromagnetica. Si tratta poi dei circuiti e sistemi di circuiti a regime variabile, mettendo giustamente in rilievo l'aspetto energetico di questi fenomeni e passando così allo studio dei circuiti a corrente alternata e delle oscillazioni elettriche.

L'esposizione delle equazioni di Maxwell introduce successivamente alla teoria della propagazione di energia nello spazio dielettrico e lungo i conduttori, a quella delle onde hertziane e alla teoria elettromagnetica della luce.

Un altro interessante capitolo tratta della conduzione elettrica non vincolata alla legge di Ohm ed illustra le proprietà dei conduttori anomali ed in ispecie dei raddrizzatori, le correnti di convezione, la conduzione elettronica nei tubi a vuoto e le sue applicazioni, la radioattività, la conduzione nei gas. L'ultimo capitolo, non meno interessante degli altri, tratta della produzione e della trasformazione di energia raggiante.

La mole notevolissima della materia esposta ed illustrata, ed il fatto, davvero sorprendente, che il libro, opera di una sola persona, è comparso a poco più di un anno dalla pubblicazione del volume precedente, rendono più che mai degna di rilievo la grande accuratezza della bellissima edizione. Nè mancano due buoni indici alfabetici dei nomi e delle materie e si fa notare il rispetto quasi assoluto alle notazioni stabilite dai congressi internazionali per i simboli delle grandezze fisiche e tecniche.

A parte la riserva, già accennata, riguardo alle equazioni dimensionali delle grandezze elettro-magnetiche e delle conseguenti unità [argomento, a parer nostro, limpidamente chiarito e definitivamente fissato dall'Ascoli fin dal 1915 (2)], siamo dinanzi ad un'opera veramente ricca, completa e moderna, ben degna di avere un posto a sè nella letteratura scientifica, non soltanto italiana, ma anche internazionale. Posto di particolare rilievo, che sta, vorremmo dire, nel giusto mezzo tra la maggior parte dei libri scolastici per il biennio di ingegneria o di scienze, dai quali molto nettamente si distacca, ed i grandi trattati di fisica, cui si ricorre più per la consultazione che per lo studio metodico.

L'elettrotecnico in genere, e lo studioso di problemi di alta frequenza in particolare, trarranno grande profitto dalla lettura dell'opera del Perucca, vi troveranno un aiuto prezioso per mettersi al corrente di tante nozioni, che escono dal loro campo di specializzazione e sono pur necessarie a ben indirizzare e a rendere proficuo il loro lavoro, vi raccoglieranno utili elementi per stabilire confronti e determinare rapporti di non dubbio interesse.

Il tono elevato e l'uso frequente, ma sempre semplice e preciso, dell'algoritmo matematico si accompagnano ovunque al preminente

(2) L'Elettrot., 1915, II, p. 731.

rilievo dato all'aspetto fisico e fenomenologico delle questioni trattate. Ne vien fuori un ottimo esempio dell'indirizzo scientifico e didattico, che riteniamo converrebbe ormai seguire nell'insegnamento universitario, durante il così detto biennio propedeutico.

Quando i giovani provenienti dal biennio possedessero sul serio una preparazione, non vogliamo dire estesa a tutto intiero il contenuto dell'opera del Perucca, ma ben rispondente al metodo ed allo spirito di essa, molti fra i problemi dell'insegnamento tecnico superiore, cui si va cercando una soluzione, potrebbero considerarsi risolti. *Di.*

*

O. Tiby. — *Acustica musicale e organologia degli strumenti musicali.* — Industrie Riunite Editoriali Siciliane, Palermo, 1933. — Un volume di 286 pagine, con 58 figure e 111 esempi musicali. — Prezzo L. 12.

Il volume, dedicato agli studenti dei conservatori musicali, vuole dare una cognizione per quanto possibile completa ed esatta delle leggi che regolano la composizione dei suoni, e far conoscere dal punto di vista fisico il funzionamento dei vari strumenti musicali.

La necessità di evitare, per ragioni didattiche, l'uso dello strumento matematico, limita in ampiezza ed in profondità la trattazione di un argomento molto interessante, che, come ben nota l'A nella prefazione, la nostra letteratura ha finora quasi del tutto ignorato.

Si espongono dapprima le leggi generali della produzione del suono, della sua propagazione, dei suoi caratteri distintivi; poi lo studio dei suoni armonici, delle scale musicali, dei battimenti e dei suoni risultanti.

La seconda parte del volume tratta, con ricchezza di particolari e di interessanti dati pratici, dei vari strumenti musicali, considerati essenzialmente dal punto di vista del loro funzionamento fisico, e si conchiude con un richiamo di acustica fisiologica.

Il libro, presentato in ottima veste editoriale, è di facile e piacevole lettura, per chi sia già edotto dei principi fondamentali della musica. L'esposizione è opportunamente arricchita da esempi musicali e ravvivata da richiami alle opinioni espresse da musicisti sommi ed alle loro preferenze per l'uso di determinati effetti musicali. *G. Sac.*

*

A. Jipp. — *Moderne Telegraphie.* — J. Springer, Berlin, 1934. — Un volume di VIII-234 pagine, con 260 figure, legato in tela. — Prezzo M. 18.

L'A, che è capo ingegnere presso la Siemens e Halske, riconosce che la telegrafia sta compiendo una rapida evoluzione, destinata a trasformarla in una tecnica, sempre più diffusa, della telescrittura. Egli si è proposto di dare un quadro di tale fase di importante sviluppo e di sostanziale trasformazione.

Dopo un capitolo introduttivo di carattere storico e generale, l'opera è divisa in tre parti. La prima riguarda gli apparati e tratta delle macchine telescriventi, dei sistemi telegrafici sincroni, degli apparati telegrafici scriventi o stampanti, dei confronti fra i vari sistemi. Le descrizioni sono accurate e precise, relativamente sintetiche e ben chiarite dalle illustrazioni.

La seconda parte tratta delle linee telegrafiche e del loro com-

portamento e si riferisce dapprima in generale ai modi di esercizio, ai servizi in multiplex, ai relè, ai sistemi a corrente alternata, alla coesistenza con la telefonia. Un intero capitolo è dedicato poi alla telegrafia mediante frequenze al disotto dell'intervallo necessario per la trasmissione della voce, ed un altro alla telegrafia a frequenze superiori a quell'intervallo. Il capitolo seguente ha per oggetto la telegrafia su cavi; ma su questa materia l'A sorvola, riservandole soltanto un breve cenno. Segue infine una descrizione degli strumenti di misura in uso nella tecnica telegrafica.

La terza parte tratta dei mezzi di collegamento terminali ed intermedi, manuali semiautomatici ed automatici, ed in particolare del loro adattamento alle esigenze dei moderni sviluppi della telescrittura. Tre brevi appendici sono dedicate ai generatori di corrente, al concetto di distorsione o deformazione dei segnali ed al calcolo della velocità telegrafica.

Chiudono il volume un elenco di libri sulla telegrafia (che si aggiunge a ricche e ordinate citazioni bibliografiche, riportate al termine di ciascun capitolo) ed un indice alfabetico delle materie.

Il libro del Jipp è forse il primo che rifletta in modo completo ed aggiornato la nuovissima fase della tecnica telegrafica dei collegamenti continentali. Esso riuscirà altrettanto utile al principiante che vuole intraprendere lo studio di questo ramo delle comunicazioni elettriche, quanto allo specialista, che vuole aggiornare la sua competenza ed avere una vista d'insieme dei vari problemi.

La veste editoriale è quella tradizionalmente nota delle edizioni Springer. *Di.*

*

F. BERGTOLD. — *Kurzgefasstes Röhrenbuch.* — Weidmannsche Buchhandlung, Berlin, 1933. — Un volume di 112 pagine, con 116 figure e 1 tabella fuori testo. — Prezzo M. 2.

In questo volumetto sono brevemente raccolte le notizie fondamentali relative ai tubi elettronici ed alle loro applicazioni.

Senza affaticare il lettore e senza richiedere alcuna conoscenza matematica, vi si espongono ordinatamente e metodicamente tutti i fenomeni relativi ai tubi, soprattutto tenendo per norma di dare quelle cognizioni pratiche che veramente sono il corredo necessario di chi si dedichi all'attività sperimentale.

Vengono per primi riportati i fenomeni dell'emissione elettronica nei tubi, con le loro caratteristiche, e sono estesamente trattate le funzioni che i tubi possono esplicare, cioè quelle di oscillatori, amplificatori, rivelatori; per ogni fenomeno sono riprodotte le famiglie di curve rappresentative, le quali consentono di conoscere in modo chiaro ed immediato l'andamento del fenomeno stesso. Si trattano poi i circuiti ricevitori più complessi, spiegando lo scopo di tutte le avvertenze da seguirsi nella loro attuazione. Infine viene dato un cenno sui tubi a molti elettrodi, e sulle alimentazioni.

Buona la veste tipografica, accurate e bene scelte le numerose figure. *E. P.*



Tubi elettronici con due griglie di carica spaziale.

Brevetto italiano n. 312418 (Telefunken Ges., Berlino). - Patente dal 9-2-1933. - Pubblicato il 14-11-1933. - Diritto di priorità dall'11-2-1932 (Germania).

I tubi elettronici dotati di una griglia di carica spaziale consentono, com'è noto, la formazione, nelle immediate vicinanze della griglia stessa, di una superficie equipotenziale di potenziale nullo, la quale funziona come un catodo (il così detto « catodo virtuale ») rispetto alla griglia di controllo ed all'anodo del tubo. Dal catodo virtuale parte verso l'anodo il flusso elettronico, la cui densità e la cui velocità sono funzioni del potenziale della griglia di carica spaziale rispetto al catodo reale. E' evidente che la sensibilità dell'azione di controllo esercitata dalla griglia di comando dipende da ambedue questi fattori, e non può essere elevata oltre un certo limite per l'impossibilità di regolarli adeguatamente e soprattutto indipendentemente l'uno dall'altro. Supposto ad esempio che si potesse ottenere un flusso elettronico di grande densità e per contro dotato di velocità molto piccola, l'entità delle cariche spaziali fra il catodo virtuale e l'anodo diverrebbe elevatissima, ed assai facilmente modificabile con un'azione di controllo applicata alla griglia di comando : si otterrebbe così un tubo a grandissima sensibilità di comando.

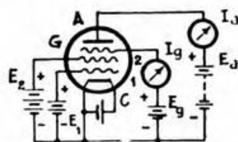


Fig. 1.

Queste considerazioni portarono alla ideazione del tubo dotato, secondo il ritrovato, di due griglie di carica spaziale 1, 2 (fig. 1). Ciascuna di esse può assumere una tensione positiva E_1, E_2, indipendente da quella dell'altra, rispetto al catodo reale. Immediatamente appresso alla seconda griglia, si forma la superficie equipotenziale — il catodo virtuale — dalla quale partono gli elettroni, con una densità ρ funzione prevalentemente della tensione E_1 applicata alla prima griglia, e con una velocità v funzione prevalentemente della tensione E_2 applicata alla seconda griglia. L'efficacia del sistema è dimostrata dalle caratteristiche del tubo, secondo quanto segue.

Supponiamo di dare alla griglia G di controllo ed all'anodo A tensioni costanti e comunque positive rispetto al catodo virtuale (e cioè, praticamente, rispetto alla seconda griglia di carica spaziale) : nei due circuiti esterni di anodo e di griglia circolano allora le cor-

renti I_a ed I_g. Supponiamo ancora di variare i valori delle tensioni E_1 ed E_2 delle due griglie di carica spaziale, rispetto al catodo reale, in modo che il flusso totale elettronico emesso dal catodo virtuale, e cioè la corrente $I_g + I_a$, rimanga *costante*. Si hanno di volta in volta diversi valori del rapporto I_g/I_a. Quest'ultima quantità è rappresentata in funzione di E_2 nel diagramma *a* (fig. 2) ed in funzione di $\rho = \rho\ (E_1)$ nel diagramma *b*, mentre il diagramma *c* rappresenta la

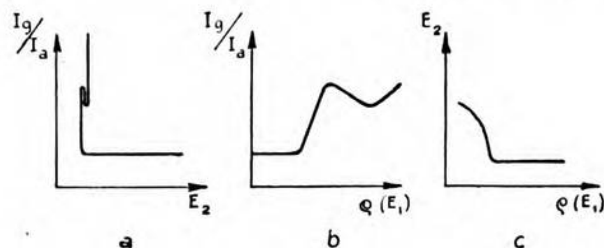


Fig. 2.

relazione di dipendenza fra E_2 e $\rho = \rho\ (E_1)$. Si osserva che, per piccole densità ρ [e cioè per piccole E_1 (diagramma *b*)] e per grandi velocità v [e cioè per grandi E_2 (diagramma *c*)], il rapporto I_g/I_a rimane pressochè costante. Al di là di un certo valore critico ($E_1 = 3$ volt circa) il rapporto I_g/I_a aumenta rapidamente: la diminuita velocità e l'aumentata densità del flusso elettronico determinano nello spazio fra la griglia di comando e l'anodo elevatissime cariche spaziali, le quali fanno sì che una buona parte dell'emissione elettronica ritorni verso la griglia anzichè proseguire verso l'anodo. Un'azione supplementare di controllo applicata alla griglia assume, in queste condizioni, un'efficacia rilevantissima.

Supponiamo invece di applicare alla griglia di controllo una tensione negativa ed all'anodo una tensione positiva rispetto al catodo

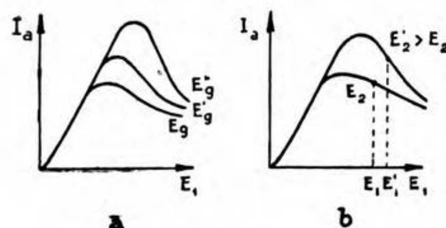


Fig. 3.

virtuale (seconda griglia di carica spaziale), così che tutta l'emissione elettronica I_a si avvii esclusivamente all'anodo. Supponiamo inoltre di mantenere costante la velocità v del flusso elettronico, mantenendo invariata la tensione E_2 positiva della seconda griglia di carica spaziale rispetto al catodo, e variamo invece la densità del flusso elettronico, modificando la corrispondente tensione E_1 applicata alla prima griglia di carica spaziale. Si ottiene la caratteristica avente l'anda-

mento rappresentato nel diagramma *a* di fig. 3. Al di là di un certo valore di E_1, per il rapido aumento nella formazione delle cariche spaziali, la caratteristica presenta un tratto discendente pressochè rettilineo. Col variare della tensione negativa E_g della griglia di controllo, verso valori E_g', E_g'',... meno negativi, il tratto discendente si sposta verso l'alto ed aumenta di inclinazione: è resa così evidente la facoltà di controllo della griglia di comando in quella regione, nonchè la facoltà di variare la sensibilità $(d\,I_a/d\,E_g)$ del controllo in funzione del valore medio fondamentale di E_g. Quest'ultima facoltà può anche essere affidata alla regolazione della tensione E_2, cioè della velocità v del flusso elettronico: aumentandola, le caratteristiche si spostano analogamente verso l'alto e si inclinano maggiormente, come risulta dal diagramma *b*. Naturalmente per ogni dato valore E_2' si regolerà il valore di E_1' così da portare il punto fondamentale di funzionamento sul centro del tratto discendente della caratteristica. *M. S.*

Circuiti per tubi elettronici dotati di griglia schermo.

Brevetto italiano n. 312426 (Telefunken Ges., Berlino). - Patente dal 10-2-1933. - Pubblicato il 14-11-1933. - Diritto di priorità dal 29-2-1932 (Germania).

La presenza dell'elettrodo griglia schermo, nei tubi elettronici, risponde pienamente al suo scopo soltanto se l'elettrodo stesso sia mantenuto esattamente al medesimo potenziale elettrico del catodo,

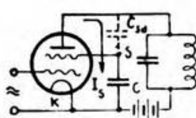


Fig. 1.

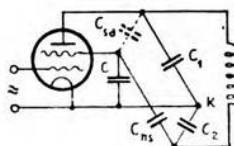


Fig. 2.

agli effetti dell'alta frequenza. Ciò in pratica non è ottenibile coi circuiti comuni: infatti la capacità interna C_{sa} tra la griglia schermo e l'anodo provoca il passaggio di una corrente I_s attraverso la connessione che unisce la griglia schermo al condensatore di blocco C (fig. 1).

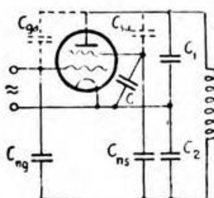


Fig. 3.

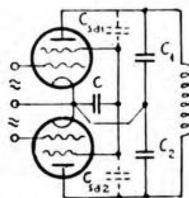


Fig. 4.

La connessione stessa presenta, specie nel caso delle frequenze elevatissime, una impedenza non trascurabile, la quale, al passaggio della corrente I_s, determina una caduta di tensione.

Tale inconveniente si elimina, secondo il ritrovato, annullando la corrente attraverso il condensatore di blocco C, e ciò si ottiene

per mezzo di un particolare circuito a ponte, secondo lo schema rappresentato nella fig. 2. La capacità interna C_{sa} viene equilibrata dal condensatore di neutralizzazione C_{ns} rispetto alle capacità C_1, C_2, inserite nel circuito di utilizzazione anodica.

Questo circuito a ponte può contemporaneamente essere sfruttato per la compensazione neutralizzatrice della capacità residua interna C_{ga} fra la griglia di controllo e l'anodo. Nella fig. 3, il condensatore C_{ng} compensa la capacità C_{ga}, mentre il condensatore C_{ns} equilibra la capacità C_{sa}.

Qualora si adoperino circuiti simmetrici bilanciati, come nello schema della fig. 4, la capacità interna C_{sa1} del primo tubo è automaticamente compensata dalla capacità interna C_{sa2} del secondo tubo, e viceversa; se i tubi possiedono uguali capacità interne fra la griglia schermo e l'anodo, non è necessario l'impiego di condensatori esterni aggiuntivi di neutralizzazione. *M. S.*

Perfezionamento negli amplificatori di potenza di oscillazioni ad alta frequenza modulate.

Brevetto italiano n. 312518 (Marconi W. T. Co., Londra). - Patente dal 13-2-1933. - Pubblicato il 17-11-1933. - Diritto di priorità dal 22-3-1932 (Marconi Co. e W. T. Dicham, Gran Bretagna).

Il sistema di trasmissione in cui si modulano, con piccola potenza, le oscillazioni di alta frequenza, generate da un complesso di comando a piccola potenza, richiede l'impiego di uno o più stadi di amplificazione finale di potenza delle oscillazioni modulate. Tale sistema presenta notoriamente un grave inconveniente: la necessità di ottenere una corrispondenza lineare fra le ampiezze delle oscillazioni rese e le ampiezze delle oscillazioni applicate all'entrata degli stadi, esige una particolare regolazione, sia delle tensioni continue, sia delle tensioni oscillanti applicate agli stadi medesimi, tale che essi presentano un'efficacia alquanto scarsa, quando l'ampiezza delle oscillazioni corrisponde a quella del regime a sola onda portante non modulata.

Tale grave difetto si elimina, secondo il ritrovato, frazionando lo stadio finale di potenza in due parti, ambedue concorrenti a fornire contemporaneamente energia oscillatoria al circuito di irradiazione. Le due parti hanno funzioni essenzialmente diverse. La prima, detta « amplificatore limitato di potenza », quando sia eccitata con l'oscillazione corrispondente alla sola onda portante, fornisce al circuito di irradiazione la piena potenza relativa all'onda portante, ed è allora regolata nelle migliori condizioni di efficacia e di rendimento; durante le alternanze negative della modulazione (e cioè quando l'ampiezza delle oscillazioni di alta frequenza diminuisce), la potenza resa diminuisce corrispondentemente, mentre durante le alternanze positive della modulazione (quando l'ampiezza delle oscillazioni di alta frequenza aumenta oltre il valore relativo alla sola onda portante), la potenza resa rimane costante, in virtù di un effetto di limitazione, appositamente introdotto nel sistema. La seconda parte, detta « amplificatore di potenza quiescente », non dà alcuna potenza quando sia eccitata con la sola onda portante e durante le alternanze negative della modulazione, mentre, durante le alternanze positive della modulazione, eroga nel circuito di irradiazione tutto l'incremento di potenza corrispondente all'aumento dell'ampiezza delle oscillazioni modulate, oltre il valore relativo alla sola onda portante.

La fig. 1 rappresenta uno schema generale del sistema. Le oscillazioni di alta frequenza, generate dal complesso di comando 1, vengono modulate nello stadio di bassa potenza 2, per mezzo del modulatore 2'. Le oscillazioni modulate eccitano contemporaneamente l'amplificatore di potenza quiescente 3 e l'amplificatore limitato di potenza 4, munito del limitatore 5. Quest'ultimo può agire, ad esempio, nel senso di mantenere costanti le ampiezze delle oscillazioni di alta frequenza, al di là di un limite prefissato (quello corrispondente all'ampiezza della sola onda portante), oppure di aumentare progressivamente la polarizzazione negativa delle griglie dell'amplificatore 4, quando l'eccitazione superi in ampiezza il valore ora definito, così da mantenere costante l'ampiezza della oscillazione resa. I due amplificatori sono regolati nel modo sopra detto. Le oscillazioni rese, attraversati opportuni organi 6 di disaccoppiamento reciproco, eccitano simultaneamente il circuito di irradiamento.

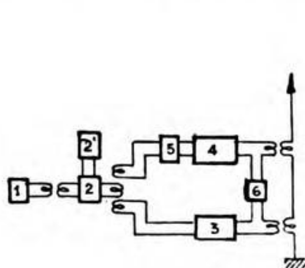


Fig. 1.

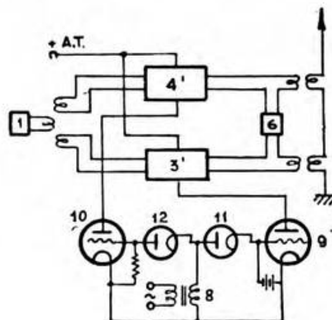


Fig. 2.

Anzichè eccitare gli stadi di potenza con le oscillazioni di alta frequenza già modulate, si può introdurre la modulazione negli stadi stessi di potenza. Com'è rappresentato, in modo del tutto schematico, nella fig. 2, il complesso di comando 1 eccita direttamente, con oscillazioni di ampiezza costante, l'amplificatore limitato di potenza 4' e l'amplificatore di potenza quiescente 3'. I due amplificatori sono modulati per mezzo dei rispettivi tubi modulatori 10 e 9, ciascuno dei quali agisce soltanto sotto l'azione di un'alternanza di determinato senso delle oscillazioni modulanti di bassa frequenza. Ad esempio, supposto che i tubi modulatori determinino la « modulazione in serie » sul circuito anodico degli stadi amplificatori dell'alta frequenza, il circuito assume il seguente funzionamento. In assenza di modulazione, la griglia del tubo 9 è resa così negativa da impedire l'applicazione della tensione anodica sullo stadio 3' : si annulla così la potenza resa da quest'ultimo; la griglia del tubo 10 è invece portata ad un potenziale tale che, attraverso la resistenza interna fittizia dello stesso tubo, la sorgente anodica alimenta lo stadio 4' in modo da farlo funzionare a piena potenza. I potenziali iniziali, così stabiliti, delle griglie dei tubi 9 e 10 vengono modificati dalla modulazione soltanto per alternanze di segno determinato delle oscillazioni modulanti : per mezzo di dispositivi a conduttività unidirezionale, quali ad esempio quelli 11 e 12, costituiti da tubi a riempimento gassoso, il potenziale della griglia del tubo 9 può soltanto

elevarsi, durante le alternanze positive dell'oscillazione modulante di bassa frequenza, applicata al trasformatore 8 di entrata, mentre il potenziale della griglia del tubo 10 può soltanto *abbassarsi* durante le alternanze negative dell'oscillazione medesima. In corrispondenza di tali alternanze, gli spazi anodo-catodo dei tubi modulatori 9 e 10 determinano una conduttività via via maggiore, rispettivamente minore, nei circuiti di alimentazione anodica dei due amplificatori di potenza 3′ e 4′. Questi ultimi funzionano perciò nel caratteristico modo sopra descritto. *M. S.*

Sistema di presa sonora con più microfoni.

Brevetto italiano n. 312694 (Klangfilm Ges., Berlino). - Patente dall'8-3-1933. - Pubblicato il 23-11-1933. - Diritto di priorità dal 10-3-1932 (Germania).

Nei procedimenti di presa sonora a scopo cinematografico, o simili, è spesso necessario disporre di più microfoni. Secondo il metodo finora impiegato, i microfoni agiscono alternativamente, o simultaneamente, su un unico amplificatore, munito di dispositivo antidistorcente, destinato ad azionare il dispositivo di registrazione.

Allo scopo di migliorare la fedeltà e la chiarezza della riproduzione, è opportuno, secondo il ritrovato, separare in gruppi distinti i microfoni 1, 1′,... (fig. 1), destinati a raccogliere voci, discorsi, rumori, e così via, ed i microfoni 4, 4′,..., destinati alla registra-

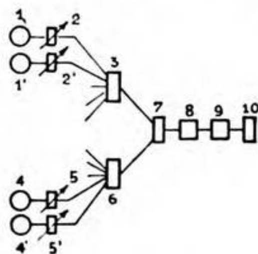


Fig. 1.

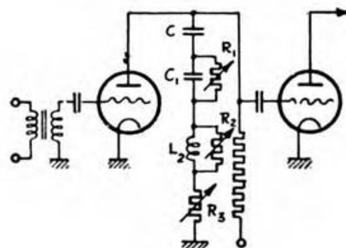


Fig. 2.

zione della musica. Ogni microfono è dotato di un regolatore indipendente di volume 2,2′,..., 5,5′,..., mentre ogni gruppo di microfoni è munito di un dispositivo antidistorcente 3,6, adatto alla particolare qualità acustica del complesso delle correnti foniche. A valle di questi ultimi dispositivi, le correnti si raccolgono sopra un unico regolatore principale del volume di suono 7, cui seguono un dispositivo antidistorcente generale 8, un amplificatore 9 e finalmente il dispositivo di registrazione 10. Si ottiene in tal modo la massima elasticità di regolazione, sia nei volumi parziali, sia nella chiarezza del complesso sonoro che si registra.

Un dispositivo antidistorcente adatto risulta quello rappresentato nella fig. 2. In parallelo al circuito di utilizzazione anodica di uno stadio amplificatore, è disposta, attraverso un condensatore C di blocco, una serie di tre particolari elementi: un condensatore C_1 in parallelo con una resistenza R_1, un'induttanza L_2 in parallelo con una resistenza R_2, ed infine una resistenza R_3. Variando le resistenze

R_1, R_2, R_3, si modificano le curve caratteristiche di frequenza nelle zone delle basse frequenze (fino a circa 500 Hz), delle alte frequenze (oltre circa 1000 Hz) e rispettivamente delle medie frequenze.

M. S.

Tubo a raggi catodici con elettrodo di controllo.

Brevetto italiano n. 312698 (Radioaktiengesellschaft D. S. Loewe e K. Schlesinger, Berlino). - Patente dal 10-3-1933. - Pubblicato il 23-11-1933.

Il comando dell'emissione nei tubi a raggi catodici, effettuato per mezzo di un elettrodo di controllo, ha un'efficacia pratica scarsa nei tipi di tubi proporzionati con le norme finora note. In particolare, nei tubi ad alto vuoto, l'elettrodo di controllo determina un notevole allargamento del fascio di raggi, e quindi della macchia luminescente, mentre nei tubi riempiti di gas l'azione di controllo in un ambiente ionizzato si manifesta soggetta ad irregolarità.

Secondo il ritrovato, si ottiene un'azione efficace di controllo, nei tubi riempiti con gas, foggiando a punta il catodo e portando l'elettrodo di controllo nel cosiddetto « spazio oscuro » del catodo, a distanza di 1-2 mm dal medesimo, là dove è esclusa la presenza di ioni gassosi. Le particolarità costruttive del tubo, quali risultano dalla fig. 1, contribuiscono a rendere più perfetto il suo funzionamento.

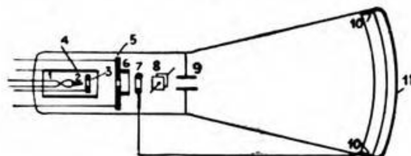


Fig. 1.

Il catodo 2, a punta, riscaldato indirettamente dal filamento 1, e l'elettrodo di controllo 3, foggiato a disco forato, sono racchiusi nel cilindro di Wehnelt 4. All'uscita, il pennello di raggi attraversa un anodo « preliminare » 5, costituito da un disco forato (che si estende quasi fino alle pareti del tubo per evitare il fenomeno di aggiramento) e dotato di un cilindro sporgente 6, il quale ha lo scopo di accelerare uniformemente gli elettroni che oltrepassano il foro centrale. L'anodo preliminare è portato ad una tensione di + 250 ÷ 400 volt. Al successivo concentramento degli elettroni, e ad imprimere ad essi la necessaria velocità, provvede l'anodo « principale » 7, foggiato per esempio ad anello, e mantenuto alla tensione di + 1500 ÷ 4000 volt. Allo scopo di ovviare all'effetto frenante che le molecole di gas esercitano sugli elettroni nel loro successivo tragitto, e quindi di impedire l'indebolimento della intensità luminosa che i punti dello strato fluorescente 11 manifestano sotto il bombardamento elettronico, viene disposto un anello metallico 10, formato da uno strato di argento, ai margini del fondo del tubo, e lo si porta alla stessa tensione dell'anodo principale. Il tubo viene riempito con argon, o con idrogeno, alla pressione di circa 10^{-3} mm di Hg. *M. S.*

NUOVI APPARECCHI

Una nuova macchina dattilografica telescrivente.

ROMOLO DEAGLIO

1. - *Generalità*. — Lo studio e il progetto di una macchina telescrivente, che permetta di usare una comune macchina da scrivere per l'invio e per la ricezione dei messaggi, e di svincolarsi così dalla complessa manipolazione necessaria ai vari tipi di « telegrafi stampanti » ancor oggi in uso, hanno formato oggetto, negli ultimi anni, di numerose e interessanti ricerche.

Fra le soluzioni pratiche più notevoli basti ricordare la macchina telescrivente sistema Creed e quella sistema Morkrum-Kleinschmidt, che fanno uso del codice Baudot (1).

Ulteriori semplificazioni e maggiori progressi nelle macchine telescriventi dovevano ancora ricercarsi nella possibilità di abbandonare l'uso del codice Baudot, che tutte le telescriventi fin qui ideate tendono a conservare e che, di fronte al vantaggio teorico della intercambiabilità, presenta lo svantaggio di richiedere per la costituzione di un segnale cinque e, nelle più recenti, sette elementi.

Una nuova soluzione del problema è stata ottenuta con la costruzione di una macchina telescrivente secondo recenti brevetti italiani (2). Le esperienze, le prove tecniche su di essa, e la costruzione di una coppia campione, già adatta a servire di modello e di guida per la produzione su scala industriale, sono state effettuate nel Laboratorio di Fisica Sperimentale del R. Istituto Superiore d'Ingegneria di Torino, sotto la direzione del prof. Perucca. Della nuova macchina si vuol dare qui una breve descrizione.

2. - *Principio della nuova telescrivente*. — La telescrivente si basa sulla possibilità di ottenere un numero sufficiente di segnali diversi mediante la combinazione di un piccolo numero di frequenze fondamentali. Se la macchina dispone ad esempio di 6 frequenze, le disposizioni (con ripetizione) di ordine due sono notoriamente $6^2 = 36$ e ciò può permettere la formazione di 36 segnali tra loro distinti.

Una telescrivente basata su questo principio dovrà essere predisposta in modo da tradurre l'abbassamento di un tasto della macchina trasmettente nell'invio successivo di una coppia di frequenze, e da tradurre la ricezione di una coppia di frequenze in un comando meccanico.

Con l'artificio delle maiuscole e minuscole il numero di comandi possibili può permettere la stampa di $32 \times 2 = 64$ caratteri

(1) A. F., 1934, III, p. 303.
(2) Brevetti italiani n. 256460 e n. 275183
Brevetti inglesi n. 276376 e n. 345293
Brevetti tedeschi n. 542262 e n. 566790.

distinti, riservando le altre 36 — 32 = 4 disposizioni rispettivamente ai comandi: per lo spazio, per il ritorno a capo del carrello, per il passaggio dalle minuscole alle maiuscole e per il passaggio inverso. Il numero di caratteri che si possono stampare è sufficiente per gli scopi della pratica; comunque il principio della combinazione di frequenze può essere evidentemente esteso.

3. - *Schema di funzionamento della macchina.* — In relazione con gli organi di ricezione le sei frequenze della telescrivente in questione sono state scelte nel campo delle frequenze musicali e precisamente nell'intervallo $250 \div 600$ hertz. Nella parte trasmettente la macchina contiene un complesso generatore delle sei correnti alternate di frequenza richiesta. Un comune oscillatore a tubo elettronico risolve il problema. Nel circuito oscillatorio la capacità è variabile. Un opportuno organo meccanico, chiamato distributore, provvede ad inserire automaticamente e successivamente le capacità ne-

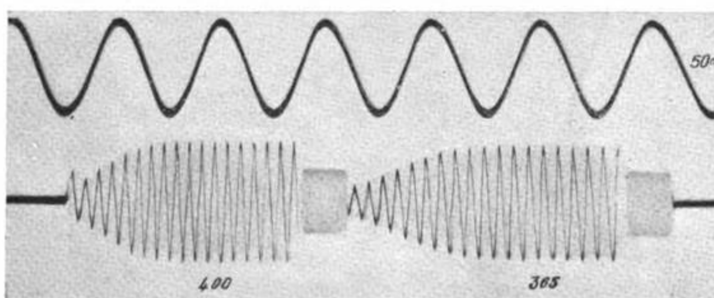


Fig. 1. — Oscillogramma di una coppia di frequenze costituente un segnale: $f_1 = 400$ hertz, $f_2 = 365$ hertz. (Ciascuna emissione ha la durata di circa $1^s/25$ con un intervallo fra le due di circa $1^s/100$).

cessarie per ottenere la coppia di frequenze corrispondente ad un dato carattere o comando.

La trasmissione di una lettera dell'alfabeto è quindi caratterizzata dalla produzione successiva in un certo ordine di due frequenze alla trasmissione, ad esempio $f_1 = 400$ hertz, $f_2 = 365$ hertz, e dalla utilizzazione di esse nella parte ricevente. Le due correnti così generate hanno una durata compatibile col tempo necessario al funzionamento degli organi riceventi. La durata dell'emissione su ogni singola frequenza nelle macchine costruite è in media di 1/25 di secondo. In fig. 1 è riportato l'oscillogramma corrispondente alla trasmissione sulla linea del gruppo delle due frequenze sopraindicate, cioè di un segnale.

Nella parte ricevente il traduttore delle correnti alternate in arrivo è costituito da un gruppo di risuonatori, che equivale ad un particolare frequenziometro, comprendente sei lamine, le cui frequenze proprie di vibrazione corrispondono alle sei frequenze generate dall'oscillatore. L'arrivo di una data frequenza viene tradotto in un'ampia oscillazione di quella lamina, la cui frequenza propria di vibrazione è uguale a quella in arrivo e che è quindi in risonanza; le rimanenti cinque lamine non vibrano.

Le cose sono disposte in modo, che la vibrazione della lamina

in risonanza con la frequenza in arrivo produce la chiusura di un determinato circuito. Le due frequenze in arrivo di fig. 1 produrranno successivamente la chiusura di due circuiti, e ciò permette, come si dirà tra poco, di ottenere la stampa di un carattere o l'esecuzione di un determinato comando.

4. - *Attuazione pratica.* — La macchina è contemporaneamente trasmettente e ricevente; in fig. 2 è riportata la fotografia della tele-



Fig. 2. — Veduta d'insieme della telescrivente a coppia di frequenze.

scrivente completa nelle sue parti, ma senza il generatore di frequenze, che non si differenzia da un comune oscillatore amplificatore a tubo elettronico. La tastiera è quella di un'ordinaria macchina da scrivere, a parte la diversa distribuzione delle lettere in relazione al numero dei caratteri a cui si è limitata la trasmissione; per ragioni di sicurezza non sono state utilizzate le disposizioni con ripetizione, ossia le coppie di frequenze eguali.

L'abbassamento di un tasto provvede prima alla preparazione delle due capacità, nell'ordine in cui devono essere inserite sull'oscillatore, e poi allo svincolo del distributore, che può compiere così un giro completo, durante il quale le due capacità vengono inserite singolarmente e successivamente. Il giro completo del distributore viene

compiuto in un ottavo di secondo; questo intervallo di tempo costituisce la durata del segnale. In fig. 3 è riprodotta la fotografia della macchina dal lato del distributore.

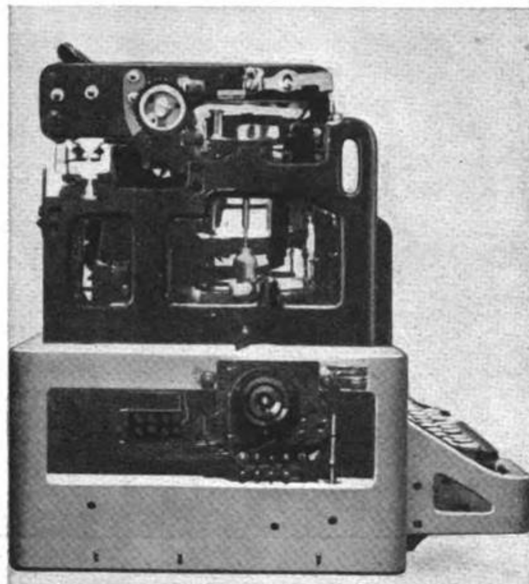


Fig. 3. — La telescrivente vista dal lato del distributore, che provvede a lanciare la voluta coppia di frequenze sulla linea.

In fig. 4 è riportato schematicamente il circuito elettrico della parte trasmettente. Sono rappresentate le dodici sbarre di selezione che costituiscono il gruppo di sbarre comandato dalla tastiera; l'ab-

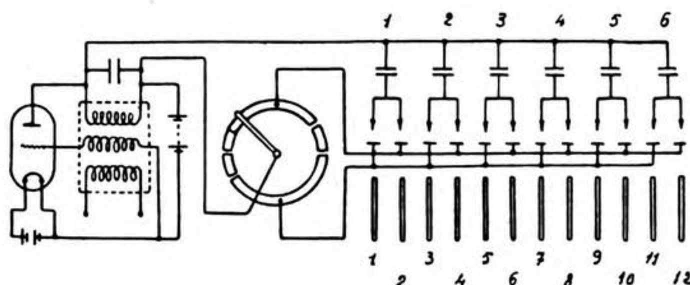


Fig. 4. — Schema elettrico della parte trasmettente.

bassamento di un tasto fa spostare lateralmente due sbarre, una di ordine pari, l'altra di ordine dispari; vengono in tal modo preparate in un certo ordine, per essere inserite, due delle sei capacità di cui è

provvisto l'oscillatore. Il distributore provvederà durante la sua rotazione ad inserire successivamente sull'oscillatore prima la capacità

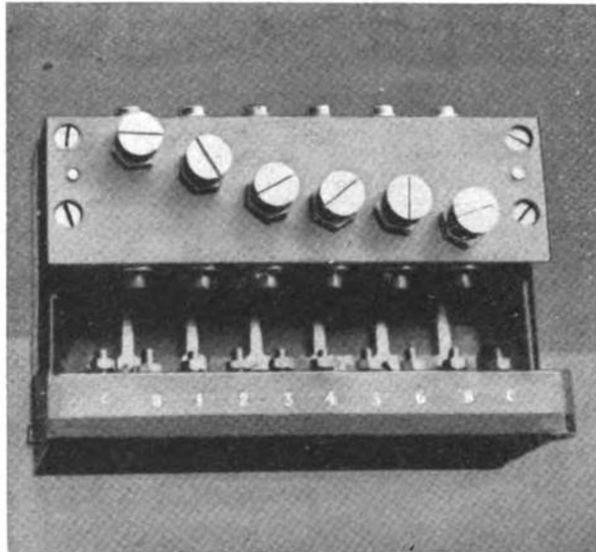


Fig. 5. — Gruppo delle 6 lamine risonanti della parte ricevente.

collegata alla sbarra di ordine pari poi quella collegata alla sbarra di ordine dispari.

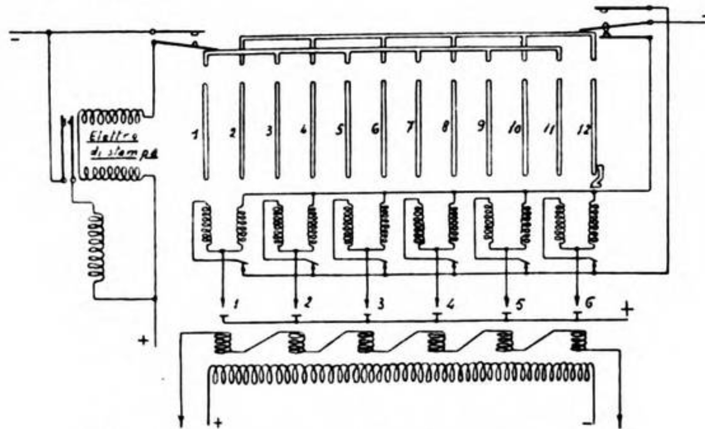


Fig. 6. — Schema elettrico della parte ricevente.

Il segnale generato dall'oscillatore è inviato sia alla parte ricevente della telescrivente che trasmette, sia, per mezzo della linea, alla

parte ricevente di un'altra macchina identica che riceve il messaggio. Il messaggio è quindi contemporaneamente stampato sulle due macchine.

In fig. 5 è riprodotta la fotografia del gruppo di risuonatori che caratterizza la parte ricevente. In fig. 6 è invece riportato schematicamente il circuito elettrico di questa parte della macchina. Il segnale in arrivo fa vibrare successivamente due lamine; vengono allora liberate, delle dodici sbarre di ricezione, prima una sbarra di ordine pari poi una sbarra di ordine dispari. E' la prima sbarra, di

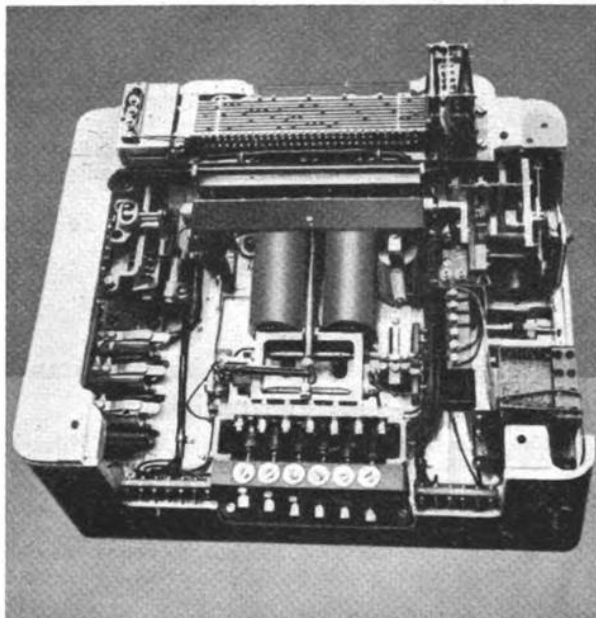


Fig. 7. — Parte inferiore della macchina, vista dall'alto.

ordine pari, liberata dalla prima frequenza, che provvede col suo spostamento, e con la relativa chiusura di un opportuno contatto, a far sì che la seconda frequenza abbia solo azione su una sbarra di ordine dispari. Lo spostamento di queste due sbarre individua il carattere che si vuole stampare, e dà infine corrente all'elettromagnete di stampa. Eseguita la stampa del carattere, la macchina si riporta automaticamente nelle condizioni di ricezione di un successivo segnale e così via.

In fig. 7 è riprodotta la fotografia della parte ricevente della macchina; si vedono le dodici sbarre di ricezione, il grosso elettromagnete di stampa ed i risuonatori.

5. - *Caratteristiche della nuova telescrivente.* — L'adozione delle frequenze musicali permette l'immediato uso della macchina su qualunque rete telefonica, ed in particolare quindi sulle reti telefo-

niche servite dalle attuali centrali automatiche. La combinazione delle frequenze, due a due, permette di raggiungere in questi casi una velocità di scrittura che, nelle macchine costruite e malgrado la provvisorietà di taluni dispositivi, è arrivata a 5 caratteri al secondo, ma che può raggiungere con opportuni accorgimenti costruttivi la velocità « standard » di 7 segnali al secondo. Tale velocità non si sarebbe potuta raggiungere, se le sei frequenze della macchina fossero state utilizzate col codice Baudot.

L'impiego delle basse frequenze musicali consente i seguenti vantaggi:

1°) possibilità di modulare un'onda portante ad alta frequenza; la telescrivente è allora in grado di funzionare sui circuiti radio, e prove in questo senso sono state eseguite con risultati soddisfacenti; è qui importante notare che la scelta opportuna delle sei basse frequenze permette di impegnare un canale di trasmissione molto ristretto;

2°) possibilità di modulare un'onda portante di media frequenza; le telescriventi possono allora funzionare in duplex sulle linee telefoniche;

3°) possibilità di semplice inserzione sulla rete telefonica per effettuare la telescrittura privata fra gli abbonati.

* *

Apparecchio per la misura delle costanti dei tubi elettronici

(costruito dalla Ditta Allocchio Bacchini & C. - Milano).

L'apparecchio serve per la determinazione rapida e sufficientemente precisa (con un'approssimazione dell'ordine del 3 %) delle costanti dei tubi riceventi: cioè della conduttanza mutua g_m, del coefficiente di amplificazione μ e della resistenza interna r_a. Poichè si ha:

$$\mu = g_m \, r_a \, ,$$

si può, con questa relazione, avere un controllo immediato delle misure effettuate.

Per eseguire la misura della resistenza interna si utilizza un circuito disposto come in fig. 1. Alla placca del tubo, oltre la tensione anodica continua è applicata, per mezzo del trasformatore 2 alimentato dalla rete stradale, una tensione alternata V_a: naturalmente tale tensione non deve portare il tubo a funzionare fuori del tratto rettilineo della caratteristica. Nel circuito anodico si sovrappone quindi, alla corrente continua di riposo, una corrente alternata I_a, per la quale si può scrivere:

$$V_a = (r_a + Z) \, I_a \quad ,$$

dove Z è l'impedenza del circuito anodico esterno, grandezza complessa. Nota questa, che è una costante dell'apparecchio, la misura di V_a e di I_a permette di ricavare r_a.

La I_a viene fatta agire separatamente dalla corrente continua per mezzo del trasformatore di corrente 1, e viene misurata da uno

strumento con raddrizzatore ad ossido, montato secondo il consueto schema a ponte.

La misura di I_a potrebbe anche essere effettuata con uno strumento elettrodinamico, alimentando le bobine fisse con corrente alternata di valore efficace costante, e quelle mobili con la corrente anodica del tubo in prova. Con tale inserzione la coppia deviatrice è provocata dalla mutua azione delle due correnti alternate e la corrente continua non ha effetto, data la notevole inerzia dell'equipaggio. La coppia deviatrice che si ottiene è però assai debole, e tale quindi deve pure essere la coppia antagonista; ne viene per conseguenza che lo strumento risulta alquanto pigro e delicato nel trasporto. Altre varianti di questo sistema, quantunque in maniera più attenuata,

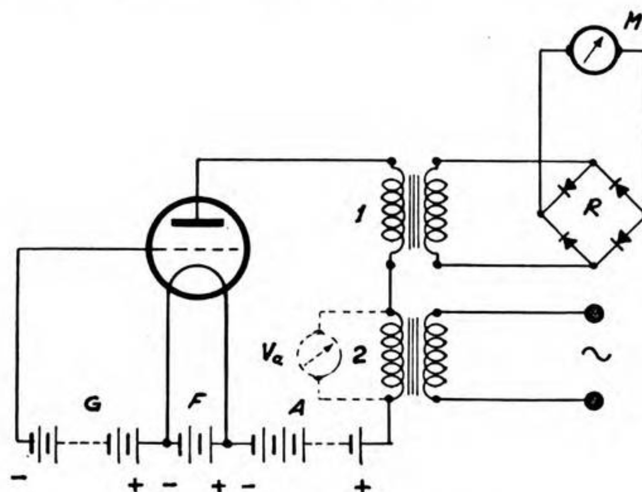


Fig. 1. — Schema del circuito.

hanno ancora gli stessi inconvenienti; perciò l'uso del trasformatore e raddrizzatore sembra più opportuno e più economico.

La taratura dello strumento si esegue sostituendo al tubo resistenze note. La batteria anodica *A* si lascia in circuito in maniera che il trasformatore sia percorso da una corrente continua, come poi avverrà effettivamente nelle misure; e si regola la tensione in modo che la corrente abbia il valore opportuno.

Per la misura del coefficiente di amplificazione si modifica il circuito di fig. 1 applicando alla griglia una tensione alternata V_g (oltre quella continua di polarizzazione) della stessa frequenza e forma d'onda di V_a ed in opposizione con questa: la V_g può essere di 1, 2, 5, 10 volt a seconda del tipo di tubo, per coefficienti di amplificazione dai più alti ai più bassi. Si regola la tensione di placca fino ad annullare la corrente in *M*, e si ha $\mu = V_a/V_g$.

Poichè la sensibilità degli apparecchi a raddrizzatore tende a zero per deviazioni nulle, è opportuno che in questa misura, in cui si usa un siffatto dispositivo come indicatore di zero, lo strumento *M* sia assai più sensibile di quando lo si utilizza per la valutazione di

I_a : si impiega perciò un microamperometro che va in fondo scala con 100 μA, e quando si misura r_a, si deriva su di esso una resistenza opportuna.

La misura della conduttanza mutua si effettua applicando tensione alternata alla sola griglia. La corrente I_a nel circuito anodico è data da $I_a = g'_m V_g$, da cui si ricavano g'_m, conduttanza mutua dinamica del tubo, e quindi quella statica :

$$g_m = g'_m \left(1 + \frac{Z}{r_a}\right) . \quad [1]$$

Naturalmente se Z/r_a è trascurabile di fronte all'unità, si può ritenere senz'altro $g_m = g'_m$; ciò avviene con l'apparecchio descritto per valori di r_a superiori a 5000 ohm.



Fig. 2. — Vista dell'apparecchio completo.

Per evitare i calcoli richiesti dalla [1] si dispone, tra lo strumento M ed il raddrizzatore, un attenuatore (non indicato in figura), che si lascia completamente incluso, quando r_a è maggiore di 5000 ohm, e si esclude per salti, tra i 5000 e i 1500 ohm, procedendo per successive approssimazioni. L'attenuatore è calcolato in modo che le indicazioni della conduttanza risultino moltiplicate per il modulo di $1 + Z/r_a$ e ciò per un numero discreto di valori di r_a scelti fra 1500 e 5000 ohm.

La fig. 2 mostra l'apparecchio completo. Lo strumento di destra è quello indicato con M sullo schema; esso perciò funziona da indicatore di zero e dà per lettura diretta la resistenza interna e la conduttanza mutua. Lo strumento che si vede in centro sul pannello della cassetta, è il voltmetro graduato in coefficienti di amplificazione, quello di sinistra è un voltmetro per la regolazione della tensione di griglia. Mediante i due commutatori in basso a destra, si costituiscono i tre circuiti, adatti alle tre diverse misure.

-- INFORMAZIONI E NOTIZIE --

Congresso della radioindustria italiana. — Inaugurato dalle LL. EE. Guglielmo Marconi e Arturo Marescalchi, si è tenuto a Bologna nei giorni 5 e 6 maggio il congresso nazionale dell'industria radio, sotto la presidenza dell'ing. R. Norsa, presidente del Gruppo Costruttori di Apparecchi Radio. Vi partecipavano i costruttori di radioapparecchi; vi erano invitati i soci dell'A. E. I. e dell'A. R. I. (Associazione Radiotecnica Italiana) e i dirigenti della stampa tecnica e degli enti interessati.

Sono stati trattati quattro argomenti: la radioindustria italiana, il commercio radio, la tecnica dei radioricevitori e i suoi ultimi sviluppi, l'esportazione del materiale radio italiano.

Sul primo tema ha parlato B. Cavalieri Ducati, facendo rilevare come, anche in questo campo, l'oculata azione del governo abbia fortemente favorito lo svilupparsi di un'industria nazionale, sicchè oggi, mentre si auspicano nuovi incrementi ulteriori, le seguenti cifre già dànno un quadro efficace degli importanti risultati conseguiti: 300 ingegneri e 3000 operai impiegati nelle varie ditte, 100.000 apparecchi di produzione annua per un valore di circa 100 milioni di lire.

Il secondo argomento, il commercio radio, è stato trattato dallo stesso presidente del congresso, ing. R. Norsa. Dopo alcune considerazioni generali sul commercio e sulle sue funzioni nel ciclo produttivo, egli si è particolarmente trattenuto sul commercio degli apparecchi riceventi per radioaudizioni circolari, che può considerarsi come la parte più importante della questione; ed ha esaminato le rispettive posizioni del grossista e del rivenditore, facendo anche un calcolo approssimativo delle spese inerenti all'attività del commerciante. Circa alcune questioni che, nei rapporti fra produttori e venditori, acquistano particolare importanza, ha posto in rilievo come la concessione del fido da parte degli industriali sia determinata dagli stessi commercianti, i quali con la scrupolosità nel mantenere gli impegni, con l'oculatezza nella scelta della clientela, vengono a procurare il senso di fiducia a loro riguardo. Dopo avere ricollegato alla questione del fido quella dei depositi di materiale e dopo aver prospettato gli inconvenienti che producono i depositi sovrabbondanti (immobilizzo di denaro e invecchiamento del materiale), il relatore ha fatto oggetto di particolari osservazioni il sistema delle vendite a rate; il quale, quantunque non ancora regolato giuridicamente, consente tuttavia di conseguire resultati notevoli. Si auspica a tal proposito una provvidenza giuridica, che stabilisca indissolubile con la vendita a rate il patto di riservato dominio, anche senza esplicita dichiarazione da parte del venditore; e già si cerca, attraverso accordi fra gli interessati, di unificare le condizioni di vendita sia a rate sia per pagamento immediato.

Sul terzo tema del congresso, la tecnica dei radioricevitori, ha riferito il prof. Vecchiacchi, mettendo in rilievo i progressi compiuti in questi ultimi anni dalla tecnica costruttiva italiana e straniera, a tal punto da non doversi aspettare immediati perfezionamenti radicali, mentre sussiste tuttora la possibilità di ulteriori miglioramenti

sotto il punto di vista dell'economia di produzione. Tale stato di cose si presenta come favorevole sia ai commercianti, che non dovranno subire forti perdite per la rapida svalutazione del materiale, sia ai consumatori, che non si troveranno tanto spesso a possedere apparecchi tecnicamente sorpassati.

Sul quarto ed ultimo tema del congresso, l'esportazione del materiale radio italiano, ha parlato G. F. Winternitz, commentando la contrazione delle esportazioni in questo campo come conseguenza delle forti barriere doganali che tutti i paesi hanno elevato a loro difesa.

Oltre che alle sedute nelle quali, accanto alle trattazioni dei temi, si sono svolte interessanti discussioni, i congressisti hanno avuto modo di assistere alle solenni onoranze tributate dall'Ateneo bolognese a Guglielmo Marconi e di partecipare a varie visite: all'Istituto fisico « Augusto Righi », diretto dal prof. Q. Majorana, ove si è potuto assistere a riusciti esperimenti di radiotrasmissione con microonde; alla Mostra della Radio al Littoriale; alla villa Marconi a Pontecchio, dove ebbero luogo, circa quarant'anni or sono, le prime esperienze di radiotelegrafia. Con quest'ultimo atto di ammirata rievocazione, si è sciolto nel pomeriggio del 6 maggio l'importante convegno, già chiuso ufficialmente la mattina da S. E. Manaresi, podestà di Bologna. *C. Bi.*

*

Rievocazione delle prime esperienze di Guglielmo Marconi. — Svoltasi il 5 maggio nell'aula magna dell'Ateneo bolognese la so-



Fig. 1. — S. E. Marconi saluta all'ingresso della sua villa il popolo di Pontecchio che lo acclama. Gli sono a lato la consorte e il fratello.

lenne e memorabile cerimonia del conferimento a Guglielmo Marconi del titolo di dottore in fisica « honoris causa », fu compiuta il giorno

seguente, a chiusura e coronamento del congresso della radioindustria italiana, una visita alla storica villa di Pontecchio, ove il grande inventore eseguì le sue prime esperienze di radiotrasmissione. Da uno scritto del comandante Cambi, in *Rass. Radio* del 31 maggio 1934, togliamo queste felici « impressioni » :

« I congressisti trovano Pontecchio imbandierata e rallegrata di « gai manifesti policromi che dànno l'affettuoso benvenuto a Gu- « glielmo Marconi. La popolazione, le Piccole Italiane, i Balilla, fanno « ressa davanti al cancello della ormai storica villa, dove si compì « il primo miracolo della radiotelegrafia.

« Dietro l'automobile, che porta Guglielmo Marconi e la mar- « chesa Marconi, il popolo e i congressisti s'inoltrano festosi su per

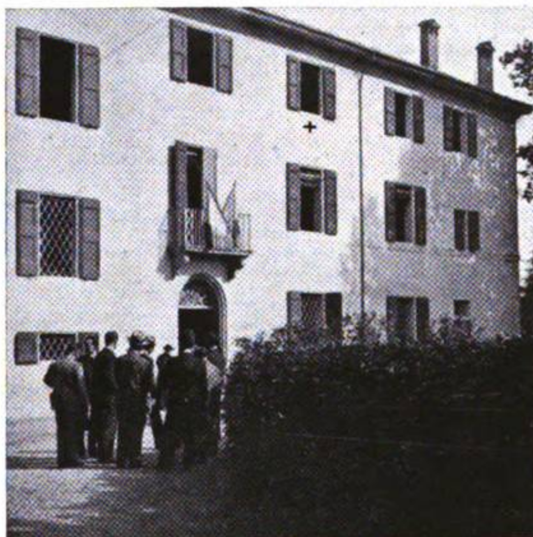


Fig. 2. — Casa Marconi a Pontecchio. La finestra segnata con una croce è quella della stanza ove furono installati gli apparecchi per le prime esperienze di radiotelegrafia.

« il viale della villa con nel cuore una luce uguale nell'approssimarsi « quasi religiosamente a questo santuario insigne del genio italiano. « Il santuario, una bianca casa semplice ma non scevra di grandiosità, « sorride accogliente al sole fra il verde delle colline.

« Marconi, accompagnato dalla sposa gentile, si avanza sulla so- « glia di quella sua casa a ricevere i congressisti, che entrano nella « sala terrena, dove fra vecchi mobili bolognesi e il grande camino, « è preparato un rinfresco, mentre gli illustri ospiti si aggirano sor- « ridenti fra i Balilla e le Piccole Italiane, che offrono loro fiori e « gridano « Evviva Marconi » con timide, esili voci.

. . . .

« Entriamo nella grande stanza nuda e Marconi si avvicina ad « una finestra e mi indica le alture di fronte :

« — Le prime prove — mi dice — furon fatte fra queste finestre

« e quella prima collina, poi anche dietro la collina e poi con quella « seconda più alta, dove c'è il vigneto.

« Sul pavimento, presso la finestra, c'è un riflettore parabolico « fatto con lastre di bandone inchiodate su una rossa intelaiatura di « legno; pur così rozzo esso rassomiglia molto da vicino nelle linee « generali a quei riflettori, che Marconi impiega attualmente nelle « esperienze colle onde ultracorte, ed io lo guardo pensando fra me « che abbia servito per queste.

« Il Senatore indovina forse il mio pensiero, sorride e mi dice :

« — Questo riflettore mi servì a dirigere le onde nella primis- « sima prova, il sistema antenna-terra venne poi.

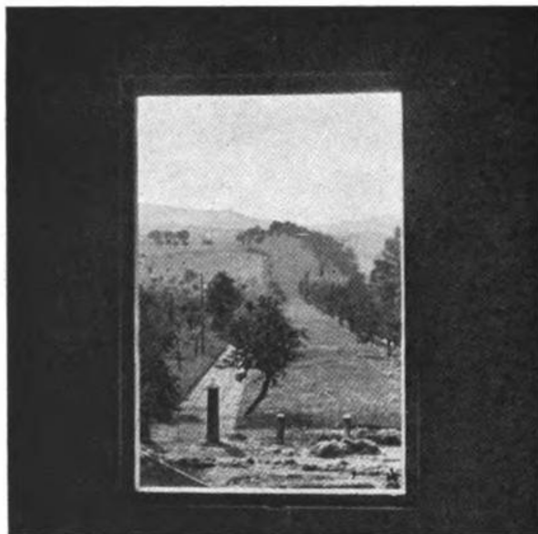


Fig. 3. — La finestra della sala dei famosi esperimenti. Sulle prospicienti colline Marconi ricevè i primi segnali.

« Io riguardo ancora pensoso e perplesso il riflettore parabolico; « sono entro di me meravigliato di apprendere ancora una cosa nuova « intorno a questa invenzione e di constatare che l'ultimissimo pro- « gresso, dopo quarant'anni che il mondo intiero, impadronitosi di « essa, la scruta e la sviluppa nei laboratori più perfetti, si riallaccia « stranamente al primo vagito della novissima arte che nasceva ».

Re.

✻

Scandagli elettromagnetici della ionosfera. — Con questo titolo è stata proiettata, in occasione della riunione annuale della « Heinrich-Hertz-Gesellschaft », una pellicola cinematografica che mostra i metodi di ricerca usati dalla spedizione scientifica tedesca (i cui membri appartengono alla detta associazione), recatasi a Tromsoe, in Norvegia, per studi e ricerche sui fenomeni dell'alta atmosfera. Ne riferisce W. Fehr in *F. T. M. H.* del dicembre 1933, riportando anche gran parte

di una conferenza introduttiva, che il prof. K. W. Wagner premise alla proiezione della pellicola.

Fino dagli inizi della radiotecnica si riuscì a trasmettere segnali a distanze incompatibili con l'ipotesi della propagazione delle onde lungo la sola superficie terrestre: nel 1902 Kennelly e Heaviside

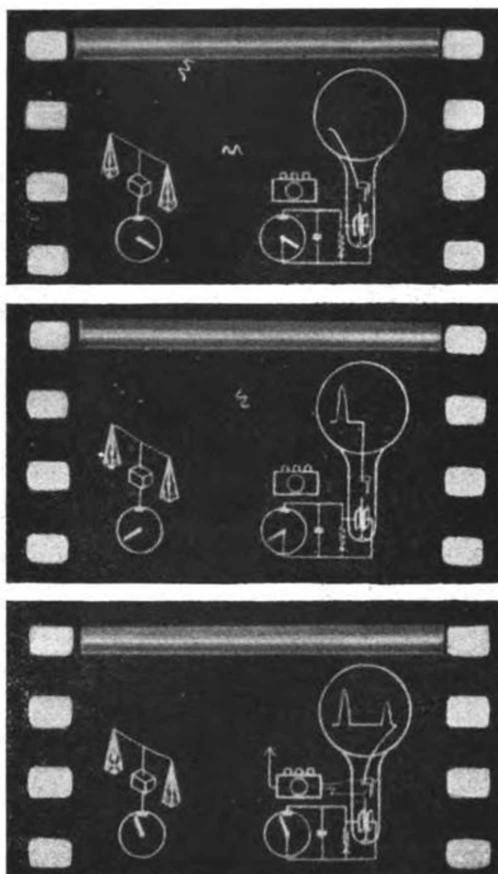


Fig. 1. — Tre istanti di funzionamento del trasmettitore e del ricevitore: invio dell'impulso, registrazione del segnale diretto, registrazione del segnale riflesso.

cercarono di spiegare il fatto con l'ipotesi, in sèguito confermata pienamente, di uno strato ionizzato dall'irraggiamento solare e posto ad un'altezza di circa 100 km. Le osservazioni e le ricerche degli ultimi dieci anni hanno potuto risolvere un gran numero di problemi relativi alla propagazione delle onde elettromagnetiche, ma un numero non meno grande di questioni interessantissime per la tecnica e per la scienza rimangono ancora da chiarire.

Un notevole passo in avanti è stato fatto da quando si sono usate le stesse onde elettromagnetiche per gli scandagli nella iono-

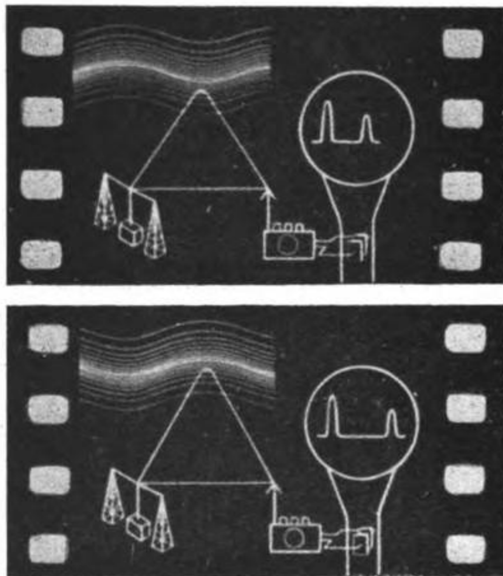


Fig. 2. — Effetto della variazione di altezza dello strato riflettente.

sfera, utilizzando l'onda riflessa dallo strato di Kennelly-Heaviside per determinare l'altezza e le proprietà di quest'ultimo. A tali ricerche è apparsa particolarmente adatta la Norvegia, perchè la possibilità di stabilire relazioni immediate tra i fenomeni meteorologici e



Fig. 3. — Registrazione cinematografica dell'altezza dello strato riflettente.

geofisici delle regioni polari e i fenomeni dell'alta atmosfera, si è mostrata molto feconda di risultati.

I mezzi a disposizione della spedizione sono essenzialmente un trasmettitore da 500 W, su onda da 75 a 150 m, che può emettere

25 impulsi al secondo della durata di 3''/10.000 ognuno, e un ricevitore a nove tubi, che è installato a 20 km di distanza dal trasmettitore ed ha i morsetti di uscita collegati a una delle coppie di placche deviatrici di un tubo di Braun. Per ogni impulso emesso dalla stazione trasmittente, si rilevano alla ricevente almeno due impulsi, dei quali il primo giunge direttamente, il secondo dopo riflessione. Per mezzo di due interruttori funzionanti in sincronismo, rispettivamente sul trasmettitore e sul ricevitore, è possibile far iniziare la trasmissione di una serie di impulsi, ogni volta che il pennello elettronico del tubo di Braun, descrivendo la scala dei tempi, torna alla origine di questa (posizione estrema verso sinistra).

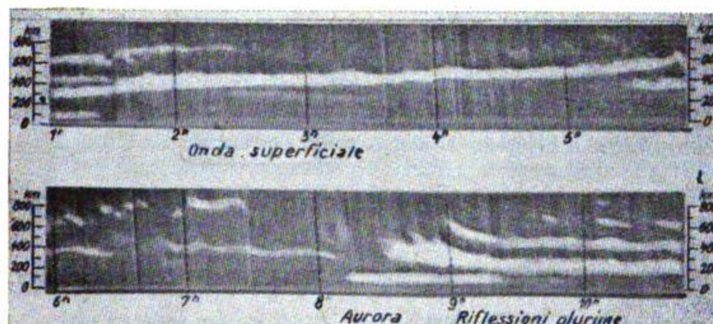


Fig. 4. — Registrazione originale dell'altezza dello strato riflettente.

Nei fotogrammi di fig. 1, sotto lo strato di Kennelly-Heaviside, sono rappresentati, a sinistra il trasmettitore, a destra il ricevitore, ciascuno con il suo interruttore sincrono; a destra del ricevitore è schematizzato il tubo di Braun. Questi fotogrammi, e quelli della fig. 2, spiegano chiaramente come sia possibile, per mezzo dell'apparecchiatura descritta, avere l'indicazione dell'intervallo di tempo tra l'arrivo del segnale diretto e l'arrivo di quello riflesso; la distanza tra i due segnali si può tarare direttamente in kilometri.

Per avere la registrazione continua delle variazioni del fenomeno, è aggiunto all'impianto un apparecchio cinematografico da presa. In fig. 3 è mostrato il procedimento con cui si registrano le variazioni di altezza dello strato di Kennelly-Heaviside, ed in fig. 4 è riprodotta una registrazione originale raccolta a Tromsoe, utilizzando segnali della lunghezza d'onda di 150 m: in queste registrazioni, per la scala verticale delle altezze si assume come origine la sottile linea più chiara che corrisponde all'onda superficiale. *P. P.*

NECROLOGIE

FRANZ BREISIG

Il dott. Franz Breisig, consigliere ministeriale, professore nella « Post- und Telegraphenschule », da pochi mesi a riposo per aver raggiunto i limiti di età, si è spento il 12 aprile di quest'anno, in sèguito a malattia che già Lo tormentava negli ultimi anni del Suo lavoro.

Nato nel 1868 a Elberfeld, si laureò in fisica all'Università di Bonn ed entrò nell'ufficio degli ingegneri telegrafisti del « Reichspostamt » nel 1892. Nel 1903 ebbe il titolo di professore, come insegnante presso la Scuola Postale e Telegrafica; nel 1918 passò al Ministero delle Poste e dal 1926 tenne lezioni alla « Technische Hochschule » di Berlino, in qualità di professore onorario.

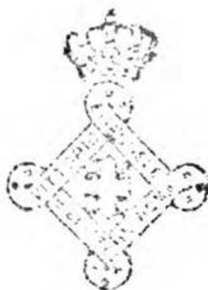
La vita di Franz Breisig è stata consacrata allo sviluppo delle telecomunicazioni. A Lui sono dovuti classici studi sui fenomeni di propagazione lungo le linee e i cavi, nonchè le prime ricerche sui cavi krarupizzati; negli ultimi anni si occupò principalmente del calcolo simbolico di Heaviside, delle proprietà degli amplificatori a tubi elettronici considerati come quadripoli e della induzione dei cavi sottomarini.

Il Suo trattato « Theoretische Telegraphie » di fama e diffusione mondiale ha avuto per lunghi anni la più grande influenza per la formazione di tecnici nel campo delle comunicazioni elettriche.

Il Breisig collaborò attivamente ai lavori dei tre comitati consultivi internazionali: nel 1929, a Berlino, presiedette alle riunioni del C. C. I. F. e del C. C. I. T., e diresse con instancabile attività le discussioni di varie commissioni di quei comitati e del C. C. I. R.

La telegrafia tedesca perde con Franz Breisig uno dei cultori più rappresentativi: il Suo nome è certamente destinato a rimanere in un posto d'onore nella storia dei progressi delle comunicazioni elettriche.

P. P.



Vol. III - N. 3 Giugno 1934-XII

ALTA FREQUENZA

SOMMAIRE

Notes de la Rédaction .. .. Page 257

P. LOMBARDI et G. SACERDOTE: Unités phonométriques. » 260

On rappelle les définitions des principales grandeurs acoustiques et l'on en spécifie les unités de mesure, d'abord pour les grandeurs de caractère physique, ensuite pour celles de caractère psychophysique; on examine les causes d'incertitude qui se présentent en quelques unes de ces déterminations.

Après avoir réuni dans un tableau synthétique les plus importantes des grandeurs dont il s'agit, et leurs unités, on rapporte les règles américaines et allemandes pour la définition des unités acoustiques fondamentales.

R. GATTI: Étalonnage de microphones .. .. Page 281

On spécifie avant tout ce qu'il faut entendre par étalonnage d'un microphone et dans quelles limites il est nécessaire d'en définir les modalités. On expose ensuite les méthodes aptes à le réaliser, et on les classe en deux catégories, méthodes d'étalonnage à champ constant, et méthodes à pression constante; on précise les éléments qui concourent à la réalisation de chaque méthode et dont il faut tenir compte dans l'évaluation des résultats. L'interprétation exacte de ces résultats a une importance considérable, que l'appareil soit destiné à des mesures ou qu'il soit employé dans le domaine de la technique ordinaire.

On donne enfin un aperçu de l'exactitude réalisable dans la détermination des caractéristiques d'un microphone, et de la constance de ces dernières par rapport au temps.

E. SOLERI: Récents progrès de la télégraphie .. .. .. Page 303

L'auteur résume les progrès réalisés récemment dans le domaine de la télégraphie. Par ces progrès la télégraphie n'a pas seulement augmenté de beaucoup son rendement, mais elle est devenue accessible au public comme la téléphonie.

On examine les nouveaux appareils télégraphiques multiples et rapides et on donne la description des téléimprimeurs en citant leurs applications pour la télégraphie à grande distance dans les câbles téléphoniques. On décrit en particulier les nouveaux systèmes de câbles télégraphiques sousmarins et les circuits d'amplification et de compensation des signaux. On cite enfin les nouveaux systèmes de télégraphie multiple à circuits combinés infraacoustiques ou à courants porteurs.

SOMMAIRE

Lettres à la Rédaction .. .. Page 353

Résumés .. .. » 356

Chronique .. .. » 361

Livres et Publications .. .. » 365

Brevets .. .. » 369

Appareils nouveaux:

R. DEAGLIO: Un nouveau téléimprimeur .. .. .. » 376

On décrit un appareil téléimprimeur qui réalise le principe du couple de fréquences pour chaque caractère à transmettre, ce qui le fait différer de tous les autres appareils téléimprimeurs actuellement employés, dans lesquels la transmission d'un caractère est effectuée par une succession de 5 ou de 7 impulsions de courant (système Start-Stop).

Le téléimprimeur décrit utilise 6 basses fréquences (250-600 Hz), dont la disposition deux à deux permet d'obtenir le nombre de signaux suffisant pour l'écriture normale.

L'emploi des fréquences musicales rend possible l'usage direct du téléimprimeur sur les lignes téléphoniques usuelles et permet ainsi la liaison sur fils de deux machines à travers le réseau téléphonique urbain desservi par des systhèmes automatiques d'un type quelconque.

Les basses fréquences du téléimprimeur peuvent:

1) moduler une onde porteuse de haute fréquence; les téléimprimeurs peuvent alors fonctionner en T. S. F.;

2) moduler une onde porteuse de fréquence moyenne; les téléimprimeurs peuvent alors fonctionner en duplex sur les lignes téléphoniques.

Appareil pour la mesure des constantes des lampes électroniques (Allocchio Bacchini et Co., Milan) .. Page 382

Informations .. .. » 385

Nécrologie: F. Breisig .. .. » 392

Vol. III - N. 3 Giugno 1934-XII

ALTA FREQUENZA

CONTENTS

Editorial .. .. Page 257

P. LOMBARDI and G. SACERDOTE: Phonometric units .. » 260

The definitions of the principal acoustic quantities are discussed and their corresponding units are specified, first for the quantities of a physical character, and then for those of a psychophysical one. The causes of uncertainty, which are present in some of these assumptions, are also discussed.

After having summarized in a table the most important quantities and units which are in question, the paper deals with the American and German standards for the definition of the fundamental acoustical units.

R. GATTI: Calibration of microphones .. .. Page 281

It is stated what is meant by calibration of a microphone and how far it is necessary to define the manner of performance. The methods of calibration are then described and are divided in two categories, namely, calibration in a constant field or under a constant pressure. The factors of importance in carrying out the measurements are mentioned which have to be considered in evaluating the results. The exact interpretation of such results is of considerable importance both if the apparatus is for measuring purposes, as well as for ordinary use.

Finally reference is made to the grade of accuracy with which the characteristics of apparatus can be established, and to their constancy in respect to time.

E. SOLERI: Recent advances of telegraphy .. .. Page 303

The author shows the advances made in telegraphy during the last decade. Not only has telegraphy attained a far greater efficiency but has become as accessible to the public as the telephone.

The new multiplex and high speed telegraph apparatus are described, and particular attention is paid to teletype apparatus, its applications for long distance telegraphy on telephone cables being mentioned. The new systems of submarine telegraph cables and their associated networks for signal amplification and correction are described.

Finally the systems of telegraphy by phantom circuits and carrier currents are mentioned.

Letters to the Editor .. .. Page 353

Abstracts .. .. » 356

Chronicle .. .. » 361

Books and Publications .. .. » 365

Patents .. .. » 369

CONTENTS

New Apparatus:

R. DEAGLIO: A new teletype .. .. Page 376

A teletype is described which applies the principle of two frequencies for each letter to be transmitted. This method differs from any other teletype actually in use, where every letter is made by a sequence of 5 or 7 signals (Start-Stop system).

The teletype above described employs 6 low frequencies (from 250 to 600 Hz), the disposition of these 6 frequencies, two by two, makes possible the execution of as many signals as are required for normal writing.

The adoption of the low frequency allows the direct use of the teletype on every telephone-system, and particularly on the telephone-system served from the local automatic exchanges now in use.

The low frequency can:

1) modulate a carrier wave of high frequency; the teletype can then work in wireless telegraphy;

2) modulate a carrier wave of relatively low frequency (about 10.000 Hz); the teletype can then work in duplex on the telephone-lines.

Apparatus for measuring the characteristics of the vacuum tubes (Allocchio Bacchini and Co., Milan) Page 382

Information .. .. » 385

Obituary: F. Breisig .. .. » 392

ALTA FREQUENZA

INHALT

Anmerkungen der Schriftleitung .. .. Seite **257**

P. LOMBARDI und G. SACERDOTE: Phonometrische Einheiten .. .. » **260**

Es werden die wichtigsten akustischen Grössen und ihre Masseinheiten definiert; zuerst die physikalischen, dann die physiologisch-physikalischen. Die Gründe einiger Ungenauigkeiten bei diesen Bestimmungen werden aufgeklärt.

In einer Tabelle werden die wichtigsten behandelten Grössen und ihre Einheiten zusammengestellt und schliesslich die amerikanischen und deutschen Normen für die grundlegenden akustischen Einheiten zitiert.

R. GATTI: Eichung der Mikrophone .. .. Seite **281**

Es wird zunächst dargelegt, was unter Eichung eines Mikrophones zu verstehen ist, und in wie weit dabei bestimmte Bedingungen eingehalten werden müssen.

Es werden die Eichverfahren in zwei Hauptgruppen eingeteilt, die einen arbeiten bei konstantem Feld, die anderen bei konstantem Druck. Es werden dann die bei der Durchführung jedes Verfahrens und bei der Auswertung der Ergebnisse wichtigen bezw. zu berücksichtigenden Einzelheiten behandelt. Die richtige Auswertung der Ergebnisse ist immer von grosser Bedeutung, sowohl für Messzwecke, als auch für die gewöhnliche Technik.

Endlich wird der Genauigkeitsgrad bei der Aufnahme von Charakteristiken eines Apparates und deren Konstanz im Laufe der Zeit kurz dargestellt.

E. SOLERI: Die jüngsten Fortschritte in der Telegraphie .. Seite **303**

Es werden die im letzten Jahrzehnt in der Telegraphie erreichten Fortschritte geschildert. Mit diesen wurden im Telegraphenverkehr nicht nur unerwartete Möglichkeiten und Leistungen erreicht, sondern derselbe konnte auch dem Publikum in gleichem Masse unmittelbar zugänglich gemacht werden, wie der Telephonieverkehr.

Es werden die neuen Mehrfach- und Schnell-Telegraphen beschrieben, besonders die Fernschreiber, deren Anwendung in der Ferntelegraphie über Telephonkabel erläutert wird. Es wird über neue wichtige Telegraphenseekabelsysteme und deren Sieb- und Verstärkeranlagen berichtet.

Zum Schluss werden die Vielfachtelegraphiesysteme der verschiedenen Doppelsimultan- und Tonfrequenz-Telegraphiesysteme beschrieben.

Briefe an die Schriftleitung .. .. Seite 353

Literatur .. .. » 356

Chronik .. .. » 361

Besprechungen .. .. » 365

Patente .. .. » 369

Neue Apparate:

R. DEAGLIO: Ein neuer Fernschreiber .. .. » 376

Es wird ein Springschreiber-Apparat beschrieben, der das Prinzip einer Doppelfrequenz für jeden Buchstaben, oder jedes zu übersendende Zeichen verwirklicht. Dieser Springschreiber unterscheidet sich somit von allen anderen gegenwärtig verwendeten Fernschreibern, bei denen jedes Zeichen durch eine Aufeinanderfolge von 5 oder 7 Stromstössen zustande kommt (Start-Stop-Systeme).

Der beschriebene Springschreiber benutzt 6 Niederfrequenzen von 250-600 Hz, deren paarweise Anordnung die Ausführung einer solcher Anzahl von Zeichen gestattet, wie sie für normales Schreiben ausreicht.

Die Anwendung der Niederfrequenz ermöglicht den unmittelbaren Gebrauch der Maschine auf beliebigen Fernsprech-Netzen, und zwar besonders auf den von neuzeitlichen automatischen Zentralen bedienten Telephonnetzen.

Die Niederfrequenzen können:

1) eine hochfrequente Trägerwelle modulieren; dann können die Fernschreiber in drahtloser Telegraphie arbeiten;

2) eine Uebertragungswelle mittlerer Frequenz modulieren; die Fernschreiber-Apparate können dann in Duplex-Verbindung auf Fernsprechleitung arbeiten.

Apparat für die Messung der Elektronenröhrenkonstanten (Allocchio Bacchini und Co., Mailand) .. .. Seite 382

Technische Nachrichten .. .. » 385

Nekrologe: F. Breisig .. .. » 392



Ing. Renato San Nicolò, *Direttore responsabile*
Industrie Grafiche Italiane Stucchi - Via S. Damiano, 16 - Milano - 1934-XII

Gli apparecchi di misura "Siemens" per la tecnica delle comunicazioni a grande distanza

consentono di effettuare misure in tutto l'intervallo delle alte ed altissime frequenze.

Noi forniamo:

- generatori di misura con filtro purificatore di corrente e misuratori di frequenza;
- apparecchi per la misura della corrente, della tensione, dell'attenuazione, del livello di trasmissione e dell'impedenza per gli intervalli di frequenza fonica (da 30 a 10000 periodi);
- per le frequenze impiegate nella telefonia multipla ad alta frequenza (da 10 a 50 chilocicli);
- e per le frequenze impiegate nelle radio trasmissioni (da 150 a 1500 chilocicli).

Inoltre noi forniamo:

- apparecchi per misure elettroacustiche impiegati per la determinazione dell'intensità dei suoni, delle pressioni sonore e della riverberazione, per l'analisi delle frequenze e la determinazione del fattore di forma.

Gli apparecchi di misura risparmiano tempo, lavoro e denaro.

Per maggiori delucidazioni è a completa disposizione la



SIEMENS SOCIETÀ ANONIMA

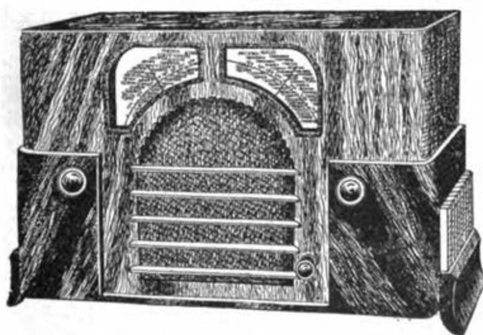
Sezione Apparecchi - **MILANO** - Via Lazzaretto N. 3

ROMA - Piazza Mignanelli, 3
TRIESTE - Via Trento, 15
TORINO - Via Mercantini, 3
GENOVA - Via Cesarea, 12

VERTUMNO

Supereterodina a 5 valvole di tipo nuovissimo ad alto rendimento

Onde corte e medie da 20 a 50 e da 210 a 560 metri



PREZZO DI VENDITA

IN CONTANTI: comprese le valvole e tasse di fabbricazione **L. 1100**

A RATE: comprese le valvole e tasse di fabbricazione:

L. 225 in contanti e 12 rate mensili da **L. 80** cadauna

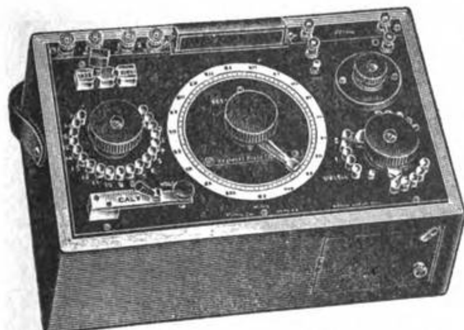
Audizioni gratuite presso le Rivendite Autorizzate Radiomarelli di tutta Italia e Colonie

RADIOMARELLI

PONTI D'ALTA PRECISIONE

per

RICERCHE DI LABORATORIO



Potenziometro portatile Mod. 355.

RESISTENZE
e CASSETTE DI RESISTENZA
D'ALTA PRECISIONE
NON INDUTTIVE

per misure in c. a. di alta frequenza e in c. c.

CAPACITÀ
e INDUTTANZE
CAMPIONE

d'alta precisione.



Millivoltmetro Mod. 322 a tre portate - 2/5/10 mV. - per la misura di piccolissime grandezze elettriche e per l'uso con coppie termoelettriche esterne per misure alla radiofrequenza.

STRUMENTI DI PRECISIONE

portatili e da laboratorio
per
misure radiotecniche
e
elettroacustiche

AGENTE GENERALE DEPOSITARIA PER L'ITALIA:

SOC. AN. ING. S. BELOTTI & C.

Telef. 52-051/2/3 —— MILANO —— *Piazza Trento, 8*

Vol. III - N. 4 (pubblicazione bimestrale) Agosto 1934 - XII

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

SOTTO IL PATROCINIO

DEL CONSIGLIO NAZIONALE DELLE RICERCHE

DELL'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA

DELLA SOCIETÀ ITALIANA DI FISICA







ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA

MILANO (2/2) - VIA SAN PAOLO, N. 10

CONTO CORRENTE CON LA POSTA

Vol. III — Agosto 1934 - XII — N. 4

ALTA FREQUENZA

DATI E MEMORIE SULLE RADIOCOMUNICAZIONI E RIVISTA DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

Edita dall'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
Redazione e Amministrazione: Milano (2/2), Via S Paolo, 10

È gradita la collaborazione dei lettori. – Gli scritti dei singoli Autori non impegnano la Redazione e quelli della Redazione non impegnano il Comitato Direttivo. – I manoscritti non si restituiscono.

Per le inserzioni: **Ufficio Pubblicità de "L'Elettrotecnica" - Milano (2/2), Via S. Paolo, 10**

UN NUMERO SEPARATO **L. 10** — ABBONAMENTO ANNUO **L. 40**

SOMMARIO

Pag.

Note di Redazione: L'oscillatore a magnetron per onde ultracorte - Caratteristiche di altoparlanti - Ponte per misure di frequenza - Il più recente cavo oceanico 393

Memorie e Articoli:

G. DE FASSI e G. SALOM: Il magnetron come generatore di microonde . . 396
M. FEDERICI: Alcune misure acustiche su altoparlanti 423
G. SACERDOTE: Ponti per la misura della frequenza 437
L. SANNIO: Un moderno cavo telegrafico sottomarino: il cavo da S. [illegible]maro (Portogallo) a La Panne (Belgio) 444

Lettere al Direttore: Resistenze negative di tubi elettronici 474

Recensioni: Disturbi e fenomeni perturbatori - Linee e condutture 477

Cronaca tecnica: Acustica delle costruzioni - Applicazioni varie - Misure - Telegrafia e telescrittura 492

Libri e Pubblicazioni: S. TREVES: *Corso di telefonia.* Parte II: *Linee e reti.* Vol. II. - *La legislazione radioelettrica italiana* - L. R. KOLLER: *The Physics of Electron Tubes* - M. A. H. WILSON: *The electrical properties of semi-conductors and insulators* - A. F. JOFFÉ: *Conductibilité électrique des isolants solides et des semi-conducteurs* - Pubblicazioni ricevute 495

Brevetti: Oscillazioni di rilasciamento prive di deformazioni - Cavi sottomarini pupinizzati - Eliminazione della distorsione negli amplificatori - Utilizzazione multipla di tubi elettronici 498

Nuovi Apparecchi:

A. MONDARDINI: Tavolo per la verifica degli apparecchi telefonici 502

Informazioni e Notizie: Radioricevitore popolare tedesco - La rete radiotelefonica mondiale - Gruppo Costruttori di Apparecchi Radio 509

Necrologie: Giuseppe Gianfranceschi 512

Résumés en langue française
English summaries
Summarische Uebersichten in deutscher Sprache

Vol. III Agosto 1934 - XII N. 4

ALTA FREQUENZA



L'oscillatore a magnetron per onde ultracorte.

Per la produzione delle più elevate radiofrequenze, accanto ai generatori a triodi con griglia positiva, come quello attuato da Barkhausen, o altri tipi simili, hanno assunto recentemente notevole importanza gli oscillatori a magnetron. Tali oscillatori hanno subito negli ultimi tempi uno sviluppo veramente sorprendente, che li ha rapidamente portati fuori dell'àmbito dei laboratori, nel dominio delle applicazioni pratiche, dove già si prevede avranno vasto impiego: specialmente per le lunghezze d'onda dell'ordine del metro, che sono fuori del campo di impiego degli oscillatori di tipo Barkhausen e per le quali, d'altra parte, gli ordinari oscillatori a triodi non hanno dato finora risultati soddisfacenti.

Il magnetron non è più un diodo cilindrico qualsiasi, immerso in un campo magnetico assiale, ma è un tubo appositamente costruito per l'impiego come oscillatore, ed è recentemente stato incluso, da qualche ditta costruttrice di tubi elettronici, fra i tipi di costruzione corrente.

Quale sia il meccanismo di funzionamento degli oscillatori a magnetron non è ancora ben definito, come del resto non lo è neppure per gli oscillatori di tipo Barkhausen; le varie teorie che a questo riguardo sono state formulate non sembrano interamente soddisfacenti, e si ha l'impressione che nessuna di esse riuscirebbe a persuaderci intimamente, che il magnetron è atto a mantenere oscillazioni, se non si sapesse che esso effettivamente oscilla.

Su tale argomento interessante e di attualità pubblichiamo in questo numero un lavoro dei colleghi De Fassi e Salom, i quali, dopo avere riassunto i lavori precedenti e le varie teorie, espongono i risultati di una serie di prove da loro eseguite su alcuni magnetron sperimentali appositamente costruiti. Di particolare interesse ci sembrano le ricerche sul rendimento dei dispositivi adoperati e il loro confronto, sotto tale punto di vista, con gli oscillatori del tipo Barkhausen.

Caratteristiche di altoparlanti.

Son trascorsi pochi anni da che i primi altoparlanti entrarono nella tecnica comune (si potrebbe anzi dire, nella nostra vita) e già la loro produzione annua è valutabile in cifre dell'ordine delle centinaia di migliaia di esemplari. Chi più, chi

meno direttamente, quasi tutti gli uomini dei paesi civili sono stati, sono o saranno ascoltatori di un altoparlante. Ma quanti di essi si rendono conto del lavoro speso intorno a ciascun tipo ed a ciascun apparecchio? Quanti, anche nel rilevare giustamente eventuali difetti, sanno tener presenti le esigenze di compromesso da cui il costruttore non ha potuto astrarre?

Ecco, nell'articolo dell'ing. FEDERICI, una descrizione delle misure che vengono compiute per rilevare le caratteristiche più importanti di un altoparlante; ecco qualche esempio delle conseguenze che un tecnico competente sa trarre dai risultati, per avvantaggiarne le qualità degli apparecchi di cui si occupa.

Chi desideri formulare un giudizio completo su queste ultime, torna anche qui, come già abbiamo avuto occasione di rilevare recentemente a proposito delle misure sui microfoni, alla necessità della doppia serie di valutazioni, elettriche ed acustiche. E se alcune riserve potrebbero affacciarsi rispetto all'ammissione abbastanza frequente, esplicita o sottintesa, che quelle elettriche siano senz'altro facili, certo si è che quelle acustiche lo sono ancor meno e che riescono sempre molto interessanti nuovi dati e nuove precisazioni al loro riguardo. La nota si occupa appunto di queste misure, e più particolarmente del rilievo delle così dette « curve di risposta », che forniscono un criterio per giudicare il comportamento acustico dell'altoparlante, seguendo il modo di variare della pressione generata, al variare della frequenza di alimentazione.

Si tratta di elementi raccolti sperimentalmente nella pratica di un laboratorio di ditta costruttrice, ed anche come tali essi appaiono degni di particolare attenzione. Ci piace segnalare ai lettori questa attività italiana di ricerca e di studio nell'àmbito di una giovane industria, tipicamente adatta a fiorire fra noi: attività di ricerca e di studio da cui la tecnica moderna sa di non poter più in alcun modo prescindere, se desidera comunque di progredire e, quel che monta anche non poco, di non restare indietro fra coloro che progrediscono.

Ponte per misure di frequenza.

I dispositivi per la misura delle frequenze acustiche presentano sempre crescente interesse. Ne è prova il fatto che già più volte abbiamo avuto occasione di occuparcene, ed anche recentemente [1].

E' oggi la volta di una breve nota del prof. SACERDOTE su un dispositivo a ponte, che ci sembra suscettibile di utile applicazione in determinati casi. Sua caratteristica peculiare è l'impiego di una semplice resistenza, come elemento variabile per ottenere la condizione di equilibrio. E' ben vero che, per non limitare troppo il campo di frequenza esplorabile, occorre poi disporre anche di qualche diversa combinazione di valori

(1) A. F., 1933, II, p. 738.

per altri elementi dello schema; ma, predisponendo un limitatissimo numero di tali combinazioni, diventa possibile verificare di volta in volta la condizione di misura col semplice rotare la manopola di una cassetta di resistenza; il che ci sembra vantaggio in taluni casi pregevole.

Se ad una conclusione generale si vuol giungere, bisogna pure, ancora una volta, riconoscere che le risorse del ponte di Wheatstone sono davvero inesauribili e che il suo schema di principio, pur tanto semplice nelle linee essenziali, offre sempre nuove possibilità di impiego efficace nei più svariati campi della tecnica.

Il più recente cavo oceanico.



Fra gli aspetti della rinascita della telegrafia, di cui ci siamo occupati nel fascicolo precedente [2], primeggiano i progressi e le conquiste della tecnica dei cavi sottomarini.

L'ultimo grande cavo, posato prima che la crisi mondiale venisse a segnare una temporanea battuta di arresto per le attuazioni industriali anche in questo campo, è il cavo da S. Amaro (Portogallo) a La Panne (Belgio), dovuto all'iniziativa della giovane ed importante compagnia cablografica italiana.

Nello scritto dell'ing. SANNIO, che pubblichiamo, sono illustrati i più recenti progressi nella costruzione dei cavi sottomarini e spiegate le ragioni per cui essi vengono muniti di induttanza supplementare costante solo nella parte mediana, mentre verso gli estremi l'induttanza viene gradualmente ridotta fino a sopprimerne del tutto l'aggiunta per due tratti terminali di sufficiente estensione. Sono indicati i dati di progetto per il cavo in questione e confrontati con la larga messe dei risultati sperimentali raccolta durante i collaudi; i quali furono estesi alla verifica assai delicata e minuziosa di tutte le caratteristiche del cavo: resistenza, induttanza, capacità, conduttanza, attenuazione, comportamento a varie frequenze temperature e pressioni, velocità di propagazione, velocità di trasmissione, costituzione delle prese di terra, eliminazione dei disturbi e via dicendo.

La ricchezza dei dati metodicamente raccolti dai servizi tecnici della Italcable, e qui riportati, dà particolare pregio alla nota e crediamo la renderà interessante ed istruttiva non solo per gl'iniziati, ma anche per la maggioranza dei lettori, che non può evidentemente appartenere alla ristrettissima schiera degli specialisti di cavi telegrafici sottomarini.

LA REDAZIONE.

---

(2) A. F., 1934, III, p. 303.

IL MAGNETRON COME GENERATORE DI MICROONDE

GIOVANNI DE FASSI e GIULIO SALOM

Esposta la teoria di Hull sul comando magnetico della corrente anodica in un diodo cilindrico e passati in rassegna i vari tipi di oscillatori a magnetron, vengono esaminate varie interpretazioni delle oscillazioni di tipo elettronico e di tipo dinatron. Sono descritte quindi le varie fasi di una ricerca diretta alla verifica sperimentale della legge di Žáček-Okabe sul calcolo della frequenza delle oscillazioni in un magnetron ad anodo sezionato, ed è esposto un procedimento formale per la deduzione di tale legge da un'ipotesi sull'accelerazione radiale degli elettroni emessi dal catodo. Sono riportati infine i risultati sperimentali di misure di frequenza e di potenza oscillante in funzione dei diversi parametri, e confrontati con quelli ottenuti con i triodi.

1. - La teoria di Hull sul comando magnetico della corrente in un diodo cilindrico.

Degli oscillatori a magnetron, definiti come sistemi nei quali l'innesco ed il mantenimento delle oscillazioni sono prodotti dall'azione combinata di un campo elettrico e di un campo magnetico, esiste, com'è ben noto, una esauriente teoria pubblicata fino dal 1921 da A. W. Hull (1).

Se tra filamento e placca di un diodo, che supponiamo di tipo cilindrico, è mantenuta una determinata differenza di potenziale, l'azione di un campo magnetico parallelo al filamento produce una deflessione delle traiettorie degli elettroni uscenti da quest'ultimo e attratti dalla placca positiva: quando il campo ha raggiunto un determinato valore, detto « valore critico », gli elettroni pervengono alla placca privi di componente di velocità normale a quest'elettrodo; quando il campo ha oltrepassato il valore critico, gli elettroni non raggiungono la placca e la corrente elettronica resta interrotta.

Dal punto di vista della formulazione analitica il problema si può impostare e risolvere, poste alcune restrizioni, con relativa facilità.

Le equazioni del moto degli elettroni nell'interno del tubo, di cui si indichino rispettivamente con r_0 ed r_a i raggi del filamento e

(1) A. W. HULL: The effect of a uniform magnetic field on the motion of electrons between coaxial cylinders - Phys. Rev., 1921, XVIII, p. 31.
G. POLVANI: Il magnetron di A. W. Hull - Nuovo Cimento, 1925, II, p. 75.

della placca, si scrivono in coordinate cilindriche r , θ , z :

$$[1] \quad \begin{cases} \frac{1}{2}\frac{m}{e}\left[\frac{d}{dr}\left(\frac{dr}{dt}\right)^2 + 2r\left(\frac{d\theta}{dt}\right)^2\right] = E \\ \frac{m}{e}\frac{d}{dt}\left(r^2\frac{d\theta}{dt}\right) = -r\frac{dr}{dt}H \\ \frac{d^2z}{dt^2} = 0 , \end{cases}$$

essendosi designati con E ed H i campi elettrico e magnetico, con e ed m la carica e la massa di un elettrone.

Un integrale primo di queste equazioni si determina immediatamente, e si ha :

$$[2] \quad \begin{cases} \frac{1}{2}\frac{m}{e}\left[\left(\frac{dr}{dt}\right)^2 + r^2\left(\frac{d\theta}{dt}\right)^2\right] = \int_{r_0}^{r} E\,dr \\ r\frac{d\theta}{dt} = -\frac{e}{mr}\int_{r_0}^{r} H\,r\,dr \\ \frac{dz}{dt} = 0 , \end{cases}$$

essendo inizialmente nulla la componente longitudinale di velocità.

Eliminando $r \cdot d\theta/dt$, si ottiene infine :

$$[3] \quad \left(\frac{dr}{dt}\right)^2 = 2\frac{e}{m}\int_{r_0}^{r} E\,dr - \frac{e^2}{m^2r^2}\left[\int_{r_0}^{r} H\,r\,dr\right]^2 ,$$

dalla quale apparisce come, per un determinato valore della tensione esistente tra r_0 ed r, vi è un valore del campo tale per cui si annulla la componente di velocità radiale dr/dt.

Indicata con V_a la tensione anodica, si ottiene quindi il valore del campo critico H_c scrivendo :

$$0 = 2\frac{e}{m}V_a - \frac{e^2}{m^2r^2}\left[\int_{r_0}^{r_a} H\,r\,dr\right]^2$$

ossia :

$$H^2_c = \frac{8m}{e}\frac{V_a}{r^2_a} .$$

Notiamo che, inversamente, per un determinato valore del campo, la tensione corrispondente all'interruzione della corrente anodica prende il nome di « tensione critica » o « di taglio » e si indica generalmente con V_{ac}.

Nella fig. 1 sono indicate le curve caratteristiche della corrente di placca I_a in funzione rispettivamente del campo (*a*) e della tensione anodica (*b*) : alla prima di queste si dà solitamente il nome di « caratteristica di taglio ».

A oscillazioni innescate le traiettorie elettroniche hanno, secondo Hull, la forma di cardioidi situate su piani normali al filamento e di equazione :

$$r = r_{max} \operatorname{sen} \left(\tfrac{2}{3}\,\theta\right)^{3/2} \text{ (2)} .$$

Le equazioni di Hull non tengono conto dell'azione dovuta alla carica spaziale.

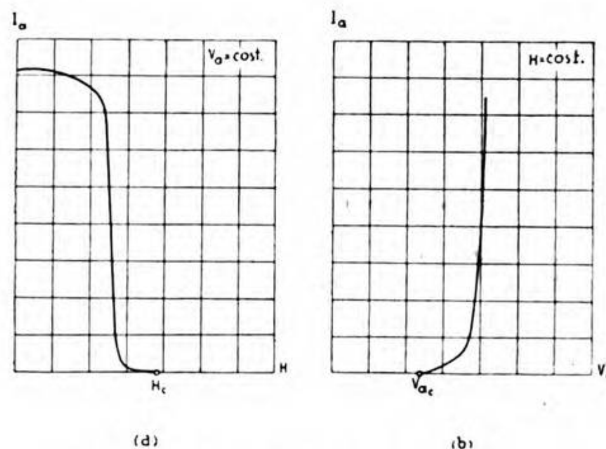


Fig. 1. — Caratteristiche statiche di un magnetron.

Gli oscillatori a magnetron attuati da Hull e Elder (3), sfruttando la citata dipendenza della corrente anodica dal campo magnetico, possono considerarsi una diretta derivazione dagli oscillatori a triodi, in quanto che implicano una dipendenza del campo magnetico dalla corrente anodica, ottenuta mediante un opportuno ac-

(2) Con r_{max} Hull intende indicare la massima distanza radiale che un elettrone può raggiungere partendo dal filamento; la sua espressione in funzione della tensione anodica, del raggio della placca e del campo è :

$$r_{max} = 4 \sqrt[4]{2} \left(\frac{m}{e}\right)^{3/4} \frac{V_a^{\,3/2}}{r_a^{\,1/2} H^{3/2}} .$$

(3) F. R. ELDER : The magnetron amplifier and power oscillator - Proc. I.R.E., 1925, XIII, p. 159.

coppiamento reattivo (fig. 2). In essi la frequenza è determinata dalle costanti del circuito oscillatorio *L C*, ma essi si prestano soltanto a generare frequenze relativamente basse.

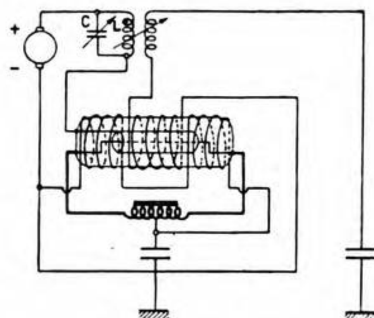


Fig. 2. — Circuito oscillatorio con diodo a comando magnetico secondo Hull.

2. - Il magnetron come generatore di oscillazioni elettroniche.

Al fisico boemo Žáček risale il merito di avere per primo ottenuto oscillazioni elettroniche a mezzo di un magnetron. Le conclusioni da lui pubblicate nel 1924 (4) si possono così brevemente riassumere: con un diodo cilindrico ordinario e con un campo magnetico assiale si possono produrre oscillazioni la cui lunghezza è assolutamente indipendente dal circuito esterno e varia solo in funzione del diametro dell'anodo, della tensione anodica e della intensità del campo agente.

La relazione fondamentale che lega quest'ultimo alla lunghezza d'onda fu dallo Žáček stesso scritta nella forma:

[4] $$\lambda \cdot H = \text{cost.}$$

cioè « la lunghezza d'onda è, nelle condizioni di massima resa, inversamente proporzionale al campo esterno applicato ».

L'importanza essenziale della [4] fu anche più chiaramente posta in luce dalle successive ricerche di Okabe (5), il quale pervenne

(4) A. Žáček: Ueber eine Methode zur Erzeugung von sehr kurzen elektromagnetischen Wellen - Z. S. f. Math. u. Phys., 1924, LIII, p. 378.

(5) K. Okabe: Production of intense undamped electric waves of very short wavelength - Tohoku Univ. Technol. Reports, 1928, VII, p. 1.

K. Okabe: Short wave limit of magnetron oscillations - Proc. I. R. E., 1929, XVII, p. 652.

K. Okabe: Amplification and detection of ultra-short waves - Proc. I. R. E., 1930, XVIII, p. 1028.

a determinare per la costante del secondo membro un valore di prima approssimazione in sufficiente accordo con i suoi risultati sperimentali.

L'ipotesi posta dall'Okabe alla base delle sue deduzioni era la seguente: il periodo delle oscillazioni elettroniche in un magnetron è uguale al doppio del tempo impiegato dagli elettroni per andare dal catodo all'anodo.

Le conseguenze che egli ne traeva sono state ampiamente riassunte e commentate dal Megaw [6].

Presupposte innescate le oscillazioni in condizioni critiche di campo e di tensione, è evidente che la tensione anodica totale si otterrà, sempre nel caso di un diodo cilindrico, aggiungendo al valore critico V_{ac} la funzione sinoidale $v = V_m$ sen ωt [7], ω rappresentando la pulsazione nel circuito oscillante, V_m l'ampiezza dell'oscillazione.

Detto allora T il tempo impiegato dagli elettroni per andare dal catodo all'anodo, « tempo di transito », secondo l'ipotesi emessa da Okabe è:

$$T = \frac{\pi}{\omega}$$

la condizione ottima per il mantenimento delle oscillazioni: se essa è soddisfatta, la carica spaziale attorno al catodo risulta massima nell'alternanza negativa della v, giacchè gli elettroni emessi dal filamento tendono a raggiungere l'anodo in un semiperiodo positivo, ma, pervenendo alla placca privi di componente di velocità normale alla sua superficie, tornano al filamento durante il seguente semiperiodo negativo.

Accettata pertanto l'ipotesi di Okabe, si ha per la frequenza il valore:

$$f = \frac{1}{2\,T} ,$$

e per la lunghezza d'onda l'espressione:

$$\lambda = 2\,c\,T , \qquad [5]$$

in cui c è la velocità della luce nel vuoto.

Giova notare che alla [5] si è pervenuti supponendo costante il tempo di transito T, il che si verifica soltanto per valori dell'ampiezza V_m prossimi a zero.

In virtù della [5] la lunghezza d'onda sarà comunque determi-

---

(6) E. C. MEGAW: Electronic oscillations - J. I. E. E., 1933, LXXII, p. 313.
E. C. MEGAW: An investigation of the magnetron short-wave oscillator - J. I. E. E., 1933, LXXII, p. 326.

(7) Con tale funzione si intende indicare la sinusoide che costituisce l'onda fondamentale: non è escluso che ad essa siano associate armoniche superiori.

nata, noto che sia il tempo T, esprimibile in funzione della tensione e del campo applicati per semplice inversione della:

$$\frac{dr}{dt} = \left[2\frac{e}{m} V_r - H^2 \frac{e^2}{2m^2} r^2 \left(1 - \frac{r_0^2}{r^2}\right)^2 \right]^{1/2}, \tag{6}$$

subito dedotta dalla [3], ponendo $V_r = \int_{r_0}^{r} E\,dr$ ed estraendo le radici quadrate nei due membri.

In corrispondenza alla tensione di taglio si avrà, in particolare:

$$\frac{dt}{dr} = \left(2\frac{e}{m} V_a\right)^{-1/2} \left[f(r) - \frac{r^2}{r_a^2}\left(1 - \frac{r_0^2}{r^2}\right)^2 \right]^{-1/2},$$

nella quale si è eliminato H per mezzo della:

$$H_c^2 = \frac{8m}{e} \frac{V_a}{r_a^2}$$

e si è posto:

$$V_r = V_a f(r) .$$

Trascurando il termine in $(r_0/r)^2$ ed integrando fra i limiti r_0 ed r_a, si ottiene:

$$T = \left(2\frac{e}{m} V_a\right)^{-1/2} \int_{r_0}^{r_a} \left[f(r) - \frac{r^2}{r_a^2} \right]^{-1/2} dr . \tag{7}$$

L'espressione del tempo di transito in termini finiti dipende dunque dalla funzione $f(r)$, ossia dal rapporto della tensione V_r alla V_a e cioè dalla distribuzione dei potenziali nell'interno del tubo, considerato come un condensatore cilindrico filamento-anodo.

Per carica spaziale nulla si ha:

$$f(r) = \frac{\log(r/r_0)}{\log(r_a/r_0)},$$

per carica spaziale non influenzata dal campo magnetico si ha:

$$f(r) = \frac{r^{2/3}\,[1 - (r_0/r)^{2/3}]}{r_a^{2/3}\,[1 - (r_0/r_a)^{2/3}]} .$$

La prima di queste espressioni è ben nota dall'elettrostatica; la seconda è dedotta dalla formula di Langmuir, nel caso di un diodo cilindrico in regime di saturazione.

Nell'ipotesi di carica spaziale nulla e per r_0 tendente a zero, si ha $f(r) = 1$: in tal caso la [7] è direttamente integrabile e si ottiene:

$$T = \frac{1}{[2(e/m)V_a]^{1/2}}\, r_a\,(\text{arc sen } 1 - \text{arc sen } 0) = \tag{8}$$

$$= \frac{1}{[2(e/m)V_a]^{1/2}} \frac{\pi r_a}{2} = \frac{\pi m}{e\,[8(m/e)V_a/r_a^2]^{1/2}} = \frac{\pi m}{H_c e},$$

con H_c valore critico del campo.

Ne discende :

$$\lambda = \frac{2\pi c}{e/m} \frac{1}{H_c},$$

ossia :

[8'] $$\lambda = \frac{6,28 \times 3 \times 10^{10}}{1,77 \times 10^7} \frac{1}{H_c} = \frac{10.650}{H_c}.$$

Osservazioni sperimentali fornirono per λH_c un valore medio del 20 % circa superiore al precedente : per valori ordinari del rapporto r_a/r_0 (intorno a 100) esso può, secondo il Megaw, ritenersi dato da :

[8''] $$\lambda H_c = 12.300 \qquad (\lambda \text{ in cm, } H_c \text{ in oersted});$$

quando la carica spaziale non si presupponga nulla, e la sua distribuzione radiale, non influenzata dal campo magnetico, dia luogo ad un campo tale che valga l'accennata legge :

$$f(r) = \frac{r^{2/3}[1 - (r_0/r)^{2/3}]}{r_a^{2/3}[1 - (r_0/r_a)^{2/3}]},$$

il valore precedente va ancora aumentato del 33 % e risulta quindi :

[8'''] $$\lambda H_c = 16.700 .$$

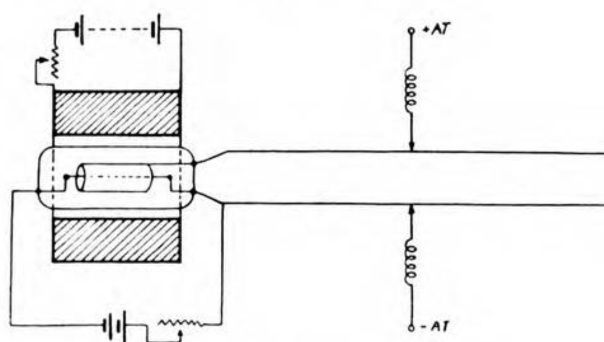


Fig. 3. — Oscillatore a magnetron di Žáček.

Discuteremo in seguito, alla stregua dei risultati sperimentali da noi ottenuti, del grado di approssimazione di questi successivi valori della costante λH_c, e svolgeremo qualche considerazione teorica tenendo conto degli effetti della velocità iniziale degli elettroni emessi dal catodo e del campo magnetico, sulla carica spaziale : ci basti per ora accennare che l'azione di questi è contrapposta, la velocità iniziale tendendo a ridurre, il campo magnetico ad aumentare il tempo di transito e quindi la lunghezza d'onda.

Al diodo cilindrico ordinario con placca intera, usato da Žáček e da Okabe (fig. 3), fu nel seguito sostituito dallo stesso Okabe e da Yagi ([8]) un magnetron a placca tagliata longitudinalmente in modo che si avessero due mezzi cilindri, detti « segmenti »: il circuito di Žáček veniva allora modificato secondo uno schema nel quale (fig. 4), fermo restando il campo magnetico, le due polarità della tensione continua di alimentazione erano connesse, rispettivamente, la positiva al punto mediano del circuito esterno collegato ai due segmenti anodici, la negativa al filamento.

Dette in tal caso 1 e 2 le sezioni anodiche e continuando a indicare con V_{ac} il valore critico della tensione di placca e con V_m

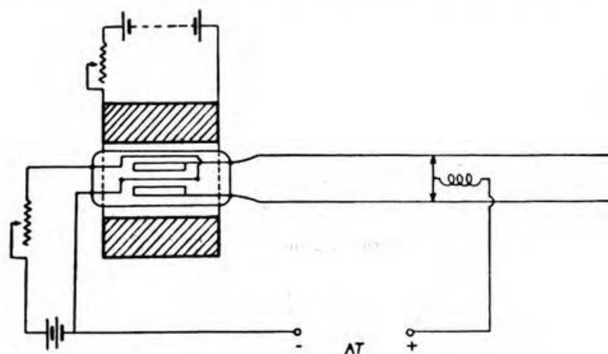


Fig. 4. — Oscillatore a magnetron di Okabe.

il valore massimo della tensione oscillante, a oscillazioni innescate, mentre l'uno dei due segmenti, ad esempio 1, si troverà al potenziale $V_{ac} + (1/2)\ V_m$ sen ωt, l'altro avrà il potenziale $V_{ac} - (1/2)\ V_m$ sen ωt, in guisa che gli elettroni emessi dal filamento subiranno, durante il semiperiodo positivo della V_m sen ωt un effetto di accelerazione positiva da parte del primo segmento e di accelerazione negativa da parte del secondo. Nel semiperiodo negativo della stessa V_m sen ωt tali effetti saranno invece invertiti, così che gli elettroni, respinti dal segmento 1, verranno attratti dal segmento 2.

In tal modo, mentre nel caso di un diodo cilindrico ordinario si aveva nel circuito esterno un unico impulso di corrente in ogni periodo della v, col magnetron a placca sezionata in entrambe le alternanze elettroni possono raggiungere l'una o l'altra metà dell'anodo.

Un altro tipo di oscillazioni che, pur avendo brevissima lunghezza d'onda, non rientrano nella categoria delle oscillazioni elettroniche, si può ottenere col magnetron a placca sezionata, alimentato secondo lo schema dianzi descritto. La loro trattazione teorica

([8]) H. Yagi: Beam transmission of ultra-short waves - Proc. I. R. E., 1928, XVI, p. 715.

fu impostata e risolta da Habann [9] per un caso lievemente diverso, nel senso che tale autore manteneva uno dei due segmenti anodici a un potenziale fisso, mentre il circuito oscillante era connesso fra l'altro segmento e il filamento.

Tali oscillazioni si possono ottenere soltanto per valori del campo magnetico applicato H notevolmente superiori a quello critico H_c, ed esse si presentano in una zona della caratteristica di taglio nella quale ad aumenti della tensione di placca corrispondono diminuzioni della corrente anodica, e cioè in un intervallo di resistenza negativa: sono pertanto comunemente chiamate oscillazioni di tipo dinatron.

Lo Habann dimostra come una differenza di potenziale v agente fra i due segmenti anodici nella condizione $H \gg H_c$ equivalga, dal punto di vista delle forze che sollecitano gli elettroni, ad una so-

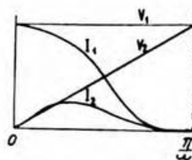


Fig. 5. — Andamento delle correnti e tensioni anodiche in un semiperiodo, in un magnetron ad anodo sezionato, secondo Habann.

vrapposizione al campo elettrico radiale di un campo tangenziale, dato, alla distanza r dall'asse del filamento, da:

$$E_t = \frac{v}{\pi} \frac{2\, r_a}{r^2_a - r^2},$$

e fornisce i grafici per l'andamento dei potenziali anodici e delle correnti oscillanti nel caso sperimentale da lui studiato. Detto V_1 il

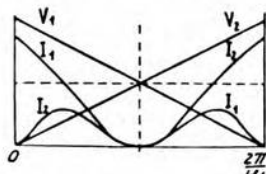


Fig. 6. — Andamento delle correnti e tensioni anodiche in un intero periodo, in un magnetron ad anodo sezionato.

potenziale della placca a potenziale costante e V_2 quello del segmento collegato al circuito oscillante, le due correnti anodiche durante un semiperiodo hanno, secondo Habann, l'andamento delle curve I_1

(9) E. HABANN: Eine neue Generatorröhre - Z. S. f. H. F. Techn., 1924, XXIV, p. 115 e 135.

e I_2 di fig. 5. Nel caso in cui entrambi i segmenti siano connessi al circuito oscillante, il grafico diventerebbe invece quello di fig. 6, nel quale sono rappresentati i potenziali e le correnti per i due segmenti anodici in un intero periodo.

Le traiettorie elettroniche sarebbero di forma cicloidale e dirette verso l'uno o l'altro dei due segmenti anodici in dipendenza dei valori relativi di E ed H.

Un modello qualitativo di questo genere di oscillazioni è dato dal Megaw considerando l'effetto dell'aumento d'intensità del campo con una differenza di potenziale costante applicata tra i due segmenti. Se $H = 0$ e se questa differenza di potenziale è grande, il segmento a minor potenziale si comporta come un elettrodo di controllo e respinge la maggior parte degli elettroni nella zona mediana del segmento a potenziale più elevato (fig. 7 *a*). Per piccoli valori di H le

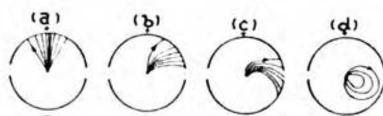


Fig. 7. — Traiettorie elettroniche in un magnetron, secondo Megaw.

traiettorie elettroniche cominciano ad essere deflesse in corrispondenza alla direzione del campo, in modo che la zona raggiunta dagli elettroni su quel segmento è una delle laterali (fig.7 *b*). Aumentando ancora il valore di H, le traiettorie sono maggiormente deflesse e gli elettroni cadono in parte sul segmento a potenziale maggiore ed in parte su quello a potenziale minore (fig. 7 *c*); fino a che non si raggiunge una condizione per la quale tutte le traiettorie elettroniche, tendenti nel primo tratto al segmento a potenziale minore, sono da questo incurvate verso il catodo in modo da formare orbite chiuse (fig. 7 *d*).

3. - Verifiche sperimentali della legge di Žáček-Okabe.

Per una prima serie di esperienze sugli oscillatori a magnetron si è impiegato il diodo Zenith tipo R 20 A riprodotto in fig. 8, usando il circuito indicato dallo Žáček con la variante che la bobina generatrice del campo magnetico poteva ruotare di un angolo di 15° nell'uno o nell'altro senso rispetto all'asse del filamento, e che i fili di Lecher erano prolungati fino a 4 m circa e avevano in serie, all'uscita dal diodo, ciascuno un condensatore fisso c di 225 $\mu\mu$F. Lo schema del circuito usato è rappresentato nella fig. 9.

La tensione anodica, fornita da un gruppo motore-dinamo per tensioni continue fino a 4000 V e livellata mediante un opportuno filtro, veniva applicata fra 1 e 2. Per la misura della corrente oscillante venne usato un galvanometro g, di sensibilità 10^{-7} ampere/divisione, in parallelo ad un cristallo di galena scorrevole sui fili di Lecher.

L'innesco delle oscillazioni avveniva soltanto per tensioni tra 500 e 750 V, per campi tra 230 e 390 oersted e per angoli, tra filamento

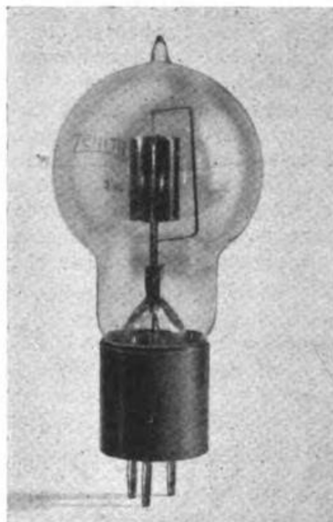


Fig. 8. — Magnetron ad anodo intero tipo R 20 A.

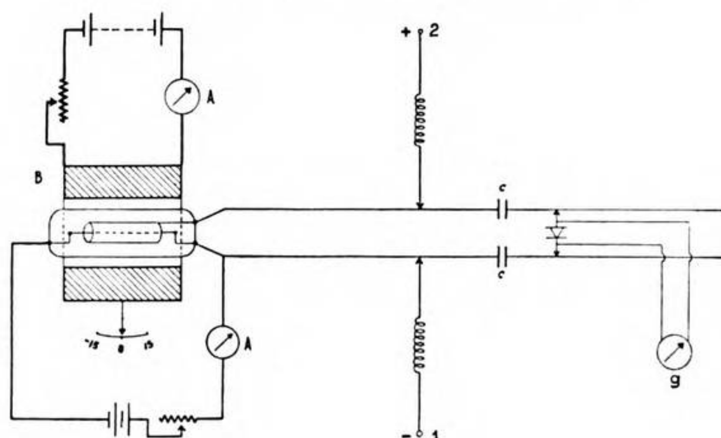


Fig. 9. — Schema del circuito sperimentato col magnetron ad anodo intero.

ed asse della bobina *B* generatrice del campo magnetico, variabili da 4° a 6°. La lunghezza d'onda risultò di circa 3 m e la corrente oscillante d'intensità variabile fra 5 e 7 μA.

In una seconda serie di esperienze si impiegarono due magnetron, il D 150 e il D 40, a placca sezionata, costruiti appositamente dalla Zenith e analoghi a quelli sperimentati dal Kilgore ([10]) : gli anodi erano in molibdeno, di diametro rispettivamente 20 mm e 10 mm e di lunghezza 25 mm e 10 mm; i filamenti in tungsteno. Il tipo D 40 è indicato nella fig. 10.

Coi due magnetron anzidetti vennero sperimentati i due circuiti delle fig. 11 e 12, il primo dei quali è del tipo di quello usato da

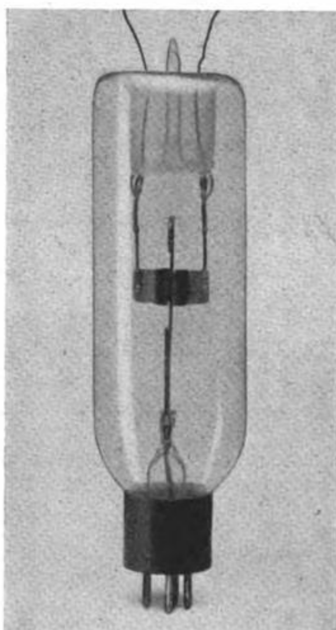


Fig. 10. — Magnetron ad anodo sezionato tipo D 40.

Okabe con la variante che il circuito oscillatorio esterno è costituito da due conduttori rientranti ad attrito dolce in due tronchi di tubetto di rame, collegati ai segmenti anodici, per poterne facilmente variare la lunghezza, e terminanti in un'antennina a dipolo; questa pure è di lunghezza regolabile e porta alle estremità due dischetti del diametro di 30 mm funzionanti come capacità terminale. Il polo positivo della tensione anodica è connesso, attraverso

([10]) G. R. Kilgore: Magnetostatic oscillator for generation of ultra-short waves - Proc. I. R. E., 1932, XX, p. 1741.

I. E. Mouromtseff e G. R. Kilgore: Oscillateur magnétostatique pour ondes inférieures à 50 cm - Compt. Rend. Congrès Int. d'Électricité, 1932, XI, p. 161

a un'induttanza d'arresto, al punto mediano dell'antennina anzidetta; il negativo al filamento. Per la misura della corrente oscillante venne

Fig. 11. — Schema del circuito sperimentato col magnetron ad anodo sezionato.

usato un termoamperometro da 120 mA inserito al centro di un dipolo, posto di fronte al dipolo dell'oscillatore.

Fig. 12. — Schema del circuito sperimentato a reazione.

Il circuito oscillatorio del magnetron di fig. 12 è invece formato da una spira L_1, del diametro di 20 cm, collegata alle semiplacche

del diodo e recante in parallelo una capacità C_1 variabile: al punto di mezzo di tale spira è connesso il polo positivo dell'alta tensione, mentre il polo negativo va al filamento. Accoppiata alla spira L_1 si trova una seconda spira L_2, recante in serie un milliamperometro termico e in parallelo una capacità C_2 analoga alla C_1.

Con il magnetron D 150 ottenemmo, in condizioni di massima resa, mantenendo costantemente l'asse del campo a un angolo di 3° rispetto al filamento, una lunghezza d'onda di 38 cm con una tensione anodica di 2100 V e una intensità di campo di 350 oersted.

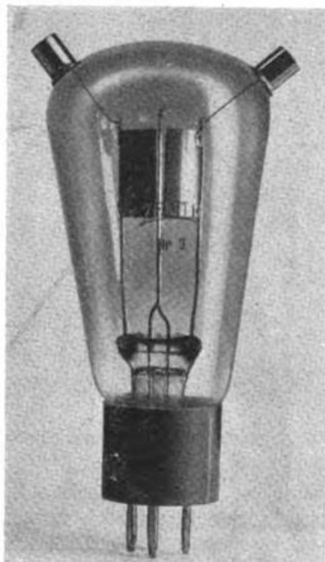


Fig. 13. — Magnetron ad anodo sezionato tipo N° 3.

Notiamo fin d'ora che, a norma della relazione di Okabe, si sarebbe dovuta ottenere una lunghezza d'onda di 35 cm.

Con il circuito di fig. 12 si riuscì invece ad innescare oscillazioni di lunghezza intorno ai 150 cm, misurata sui fili di Lecher in serie alla spira L_2: l'accoppiamento di quest'ultima alla L_1 era mantenuto lasco, per limitare gli eventuali effetti di reazione del circuito secondario sul primario. Le condizioni di sintonia fra questi si raggiungevano modificando opportunamente i valori della capacità C_2 fino a leggere una elongazione massima sulla scala del milliamperometro termico.

Misure più sistematiche vennero in seguito compiute, in una terza serie di esperienze, impiegando due nuovi magnetron a placca sezionata dei tipi N° 3 (fig. 13) e N° 4 (fig. 14), pure questi espressamente costruiti dalla Zenith: la lunghezza degli anodi era in entrambi

di 25 mm; i diametri erano di 20 mm per il primo, 15 mm per il secondo.

Per le misure di frequenza, in funzione dei diversi parametri, si

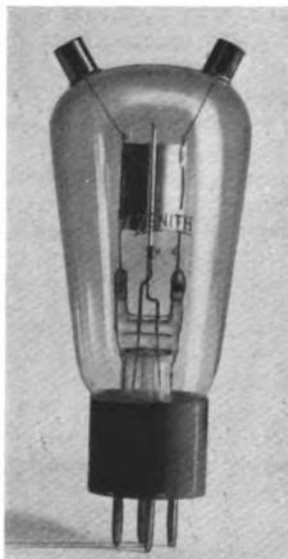


Fig. 14. — Magnetron ad anodo sezionato tipo N° 4.

è accoppiato lascamente al circuito oscillatorio del magnetron un sistema di fili di Lecher avente in serie un termoamperometro.

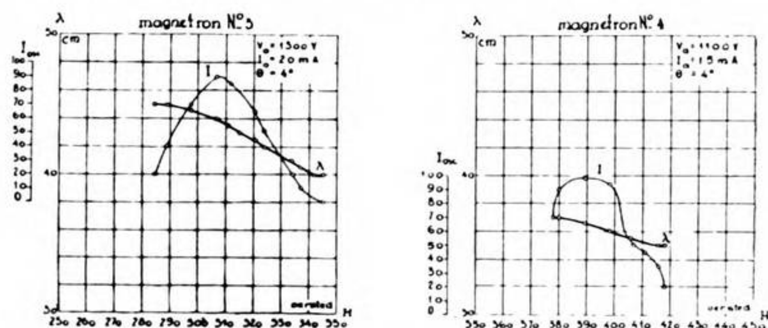


Fig. 15. — Lunghezza d'onda e corrente oscillante, in funzione del campo.

Si è così rilevato che il parametro che maggiormente influisce sulla frequenza delle oscillazioni è il valore del campo magnetico H:

precisamente, ad un aumento della intensità del campo applicato corrisponde una rapida diminuzione della lunghezza d'onda (fig. 15).

A parità di altre condizioni questa diminuisce pure al crescere della tensione anodica (fig. 16), mentre aumenta sia quando aumenta

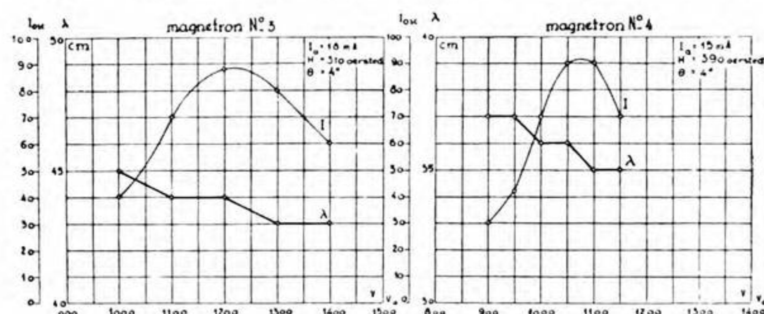


Fig. 16. — Lunghezza d'onda e corrente oscillante, in funzione della tensione anodica.

la corrente anodica in seguito ad un incremento della corrente di riscaldamento del catodo (fig. 17), sia quando viene allungato il sistema di fili di Lecher, connesso tra i due segmenti anodici (fig. 18).

Nelle fig. 16 e 17 le curve *I* indicano, in unità arbitrarie, l'andamento della corrente nel circuito oscillatorio.

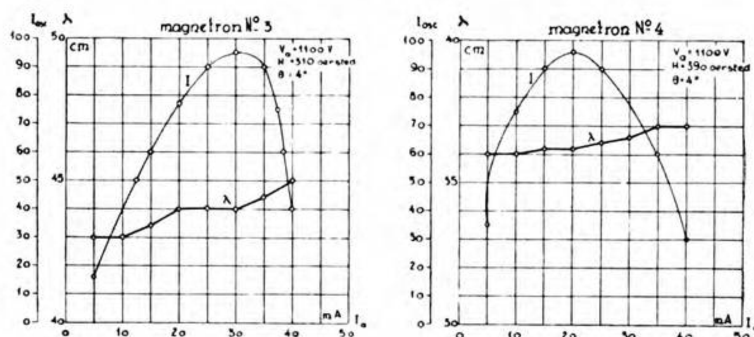


Fig. 17. — Lunghezza d'onda e corrente oscillante, in funzione della corrente anodica.

Per le misure della potenza oscillante si è impiegato il dispositivo sperimentale riprodotto nella fig. 19 e schematizzato nella fig. 20: nel circuito L_2, accoppiato al circuito oscillatorio L_1, si è inserita una lampadina a incandescenza e, di fronte a questa, si è disposta una cella fotoelettrica R C A 868 (al cesio) che agisce su un millivoltmetro di sensibilità 10^{-7} volt/divisione. Il sistema cella-

millivoltmetro era stato preventivamente tarato accendendo la lampadina con una corrente continua in modo da poter facilmente misurare la potenza dissipata nel filamento.

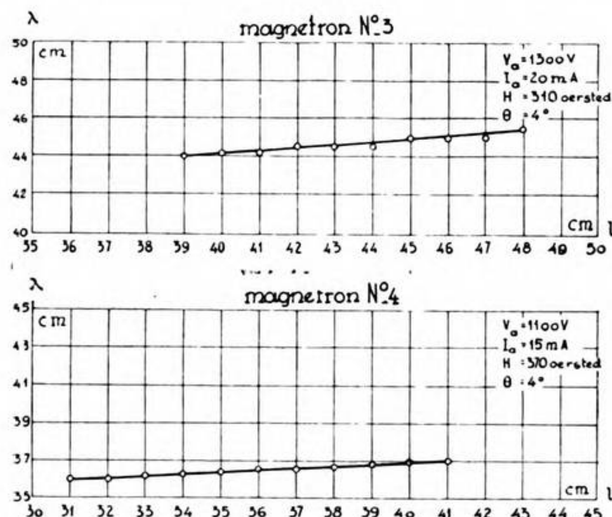


Fig. 18. — Andamento di λ per variazioni della lunghezza del circuito esterno.

Nella fig. 21 sono disegnate le curve di potenza oscillante in funzione della corrente anodica, per varie tensioni anodiche e con va-

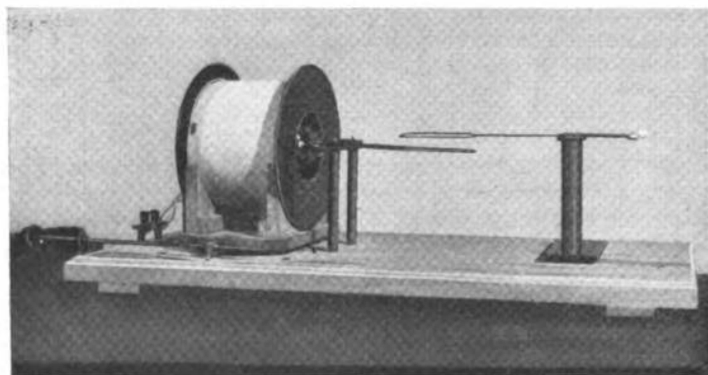


Fig. 19. — Installazione sperimentale impiegata per le misure di potenza oscillante.

lori fissi della intensità di campo: 320 oersted per il tubo N° 3, 370 per il tubo N° 4.

4. - Deduzione della legge di Žáček-Okabe da un'ipotesi sull'accelerazione radiale degli elettroni emessi dal catodo.

Limiteremo il confronto, dei risultati sperimentali con le previsioni teoriche, alle prove eseguite sui magnetron N° 3 e N° 4. Raccogliamo nella tabella che segue i dati a questi relativi.

	Lunghezze d'onda		Campi applicati	Campi critici
	osservate	previste		
Magnetron N° 3	cm 44	cm 39,9	oersted 310	oersted 242
Magnetron N° 4	cm 36,6	cm 31	oersted 390	oersted 290

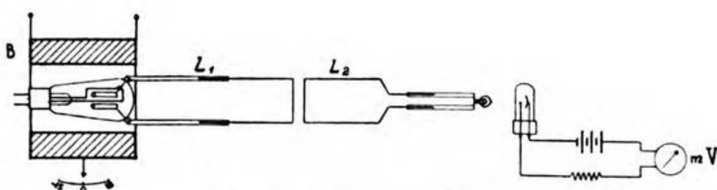


Fig. 20. — Schema del circuito impiegato per le misure di potenza.

Le lunghezze d'onda ottenute con i due magnetron in condizioni di massima resa sono dunque in eccesso, rispettivamente del 9 % e del 15 % nei due casi, rispetto ai valori prevedibili con la solita formula di Žáček-Okabe. Si deve tuttavia osservare che, mentre per il tubo N° 3 la differenza fra campo applicato e campo critico è di 68 oersted, essa si eleva per il magnetron N° 4 a 100 oersted. Ora un aumento del campo comporta, come già si è osservato, un aumento del tempo di transito, e quindi della lunghezza d'onda, in quanto si traduce in un incremento di carica spaziale, e, se è lecito prescindere da questa in condizioni critiche o prossime alle critiche, può non esserlo quando l'intensità del campo assuma valori troppo superiori a quello di taglio.

In realtà il sistema di equazioni, che andrebbe risolto per ottenere l'esatta distribuzione dei potenziali, è quello che si ottiene considerando, oltre alla :

[6] $$\left(\frac{dr}{dt}\right)^2 = 2\frac{e}{m}V_r - \frac{H^2 e^2}{4\,m^2}r^2\left(1-\frac{r^2_0}{r^2}\right)^2,$$

la :

[9] $$\frac{1}{r}\frac{d}{dr}\left(r\frac{dV_r}{dr}\right) = 4\pi\rho$$

e la :

$$i = 2 \pi r \rho \frac{d r}{d t} , \tag{10}$$

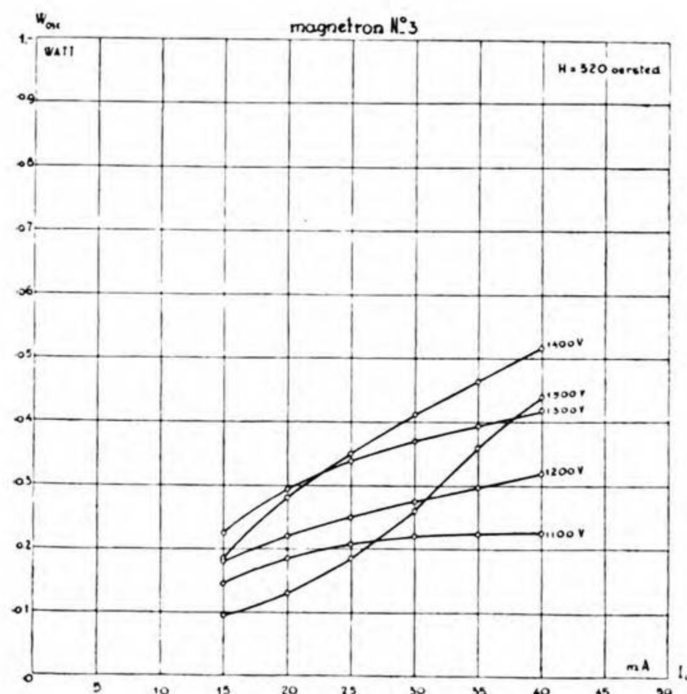


Fig. 21. — Curve di potenza in funzione

in cui ρ rappresenta la densità di carica ed i l'intensità di corrente per unità di lunghezza del sistema cilindrico catodo-anodo.

Derivando la [6] rispetto ad r si ha, dapprima :

$$2 \frac{e}{m} \frac{d V_r}{d r} = \frac{d}{d r} \left(\frac{d r}{d t} \right)^2 + \frac{H^2 e^2}{4 m^2} \frac{d}{d r} \left[r^2 \left(1 - \frac{r^2_0}{r^2} \right)^2 \right] ,$$

per cui, sostituendo in [9], dopo aver posto :

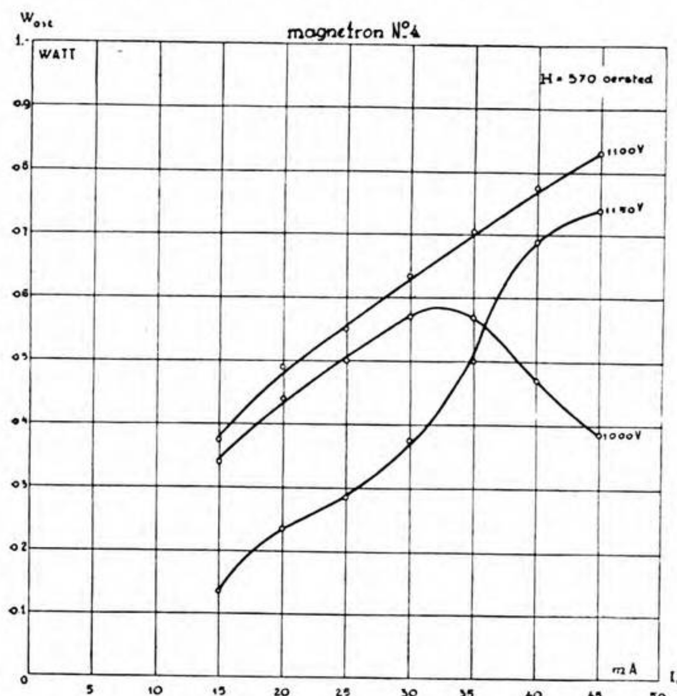
$$\frac{d}{d r} \left[r^2 \left(1 - \frac{r^2_0}{r^2} \right)^2 \right] = 2 r ,$$

si ha :

$$\frac{1}{r} \frac{d}{d r} \left\{ \frac{1}{2 (e/m)} r \frac{d}{d r} \left(\frac{d r}{d t} \right)^2 + \frac{H^2 (e/m)}{4} r^2 \right\} = 4 \pi \rho \quad ,$$

ossia :

$$[11] \quad \rho = \frac{1}{8\pi(e/m)} \left\{ \frac{1}{r} \frac{d}{dr} \left(\frac{dr}{dt} \right)^2 + \frac{d^2}{dr^2} \left(\frac{dr}{dt} \right)^2 \right\} + \frac{H^2(e/m)}{8\pi}$$



della corrente anodica, a varie tensioni.

e per la [10] :

$$[12] \quad i = \frac{1}{4(e/m)} r \frac{dr}{dt} \left\{ \frac{1}{r} \frac{d}{dr} \left(\frac{dr}{dt} \right)^2 + \frac{d^2}{dr^2} \left(\frac{dr}{dt} \right)^2 \right\} + $$

$$+ \frac{H^2(e/m)}{4} r \frac{dr}{dt} .$$

Di quest'ultima non si conosce l'integrale generale, ed è presumibile che esso si possa esprimere soltanto mediante sviluppi in serie. Sembra tuttavia non inutile esporre un tentativo di integrazione fatto, in quanto permette di porre in luce un'osservazione, che si ritiene interessante.

L'applicazione del metodo di integrazione delle equazioni differenziali esatte conduce a scrivere la [12] nella forma :

$$[13]\qquad \frac{d}{dr}\left[r\left(\frac{dr}{dt}\right)^2 \frac{d}{dr}\,\frac{dr}{dt} + \frac{H^2(e/m)^2}{4} r^2 \frac{dr}{dt} - i(e/m)\,r\right] =$$

$$= r\frac{dr}{dt}\left(\frac{d}{dt}\,\frac{dr}{dt}\right)^2 + \frac{H^2(e/m)^2}{4} r^2 \frac{d}{dr}\,\frac{dr}{dt}\,,$$

dalla quale apparisce come la [12] stessa ammetta un integrale primo, se risulta verificata la condizione:

$$r\frac{dr}{dt}\left(\frac{d}{dr}\,\frac{dr}{dt}\right)^2 + \frac{H^2(e/m)^2}{4} r^2 \frac{d}{dr}\,\frac{dr}{dt} = 0\,,$$

ossia l'altra:

$$[14]\qquad \frac{dr}{dt}\,\frac{d}{dr}\,\frac{dr}{dt} = -\frac{H^2(e/m)^2}{4} r\,.$$

Ora è facile dimostrare che questa condizione di integrabilità porta ad un valore del tempo di transito identico a quello fornito da Okabe.

Infatti dalla [14] discende subito:

$$\left(\frac{dr}{dt}\right)^2 = -\frac{H^2(e/m)^2}{4} r^2 + \text{cost.}\,,$$

essendo il valore della costante determinabile nell'ipotesi che sia, per $H = H_c$, $dr/dt = 0$ quando $r = r_a$.

Perciò:

$$\left(\frac{dr}{dt}\right)^2 = \frac{H^2_c(e/m)^2}{4}(r^2_a - r^2)\,,$$

e quindi:

$$\frac{dt}{dr} = \frac{2}{H_c\, e/m}\,\frac{1}{r_a\sqrt{1 - r^2/r^2_a}}$$

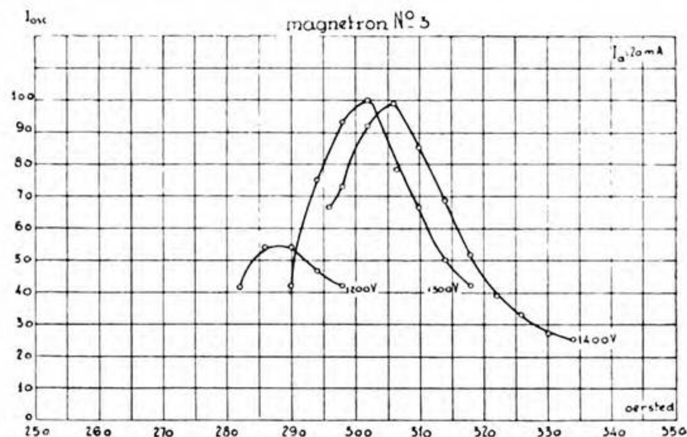
$$T = \frac{2\,m}{H_c\, e}\int_{r_0}^{r_a} \frac{dr}{r_a\sqrt{1 - r^2/r^2_a}} = \frac{\pi\, m}{H_c\, e}\,,$$

se r_0 tende a zero.

La legge di Žáček-Okabe discende dunque dall'ipotesi di principio espressa dalla [14], secondo la quale l'accelerazione radiale, dipendendo dal solo campo magnetico ed essendo fornita, per ogni valore di r, da:

$$-\frac{H^2(e/m)^2}{4} r\,,$$

risulta trascurabile in prossimità del filamento, mentre assume valori assai notevoli in vicinanza della placca.



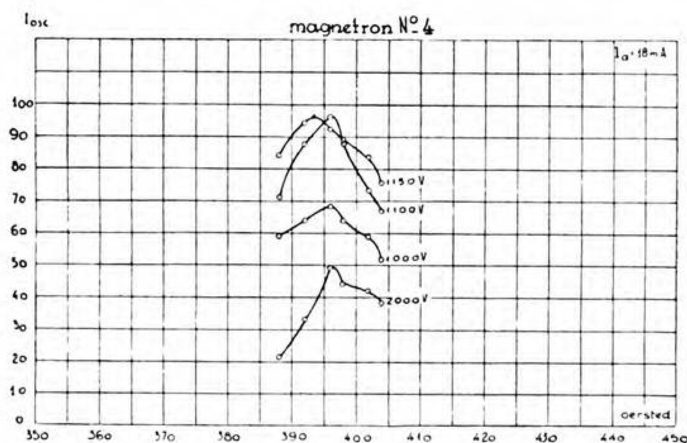


Fig. 22. — Corrente oscillante in funzione del campo magnetico, a varie tensioni.

Non si vuole discutere qui sul grado di attendibilità di tale supposizione, e si nota soltanto che, ove la si accetti, si ha pure, per integrazione della [13]:

$$[15] \qquad r\left(\frac{dr}{dt}\right)^2 \frac{d}{dr}\,\frac{dr}{dt} + \frac{H^2(e/m)^2}{4}\,r^2\,\frac{dr}{dt} - i\,(e/m)\,r = \text{cost.}$$

e che quindi resterebbe da verificare sotto quali condizioni la $d\,r/d\,t$ possa ad un tempo soddisfare alla [14] e alla [15]; ma ci si ripromette di ritornare in altra occasione sull'argomento.

Per quanto riguarda i risultati numerici, è da osservare che, più che col valore di 12.300 dato dal Megaw per la costante $\lambda\,H_c$, i risultati sperimentali ottenuti si accorderebbero con quello medio di 13.000 fornito nella memoria originale di Okabe. Con le intensità di campo impiegate in condizioni di massimo rendimento, le previsioni teoriche darebbero infatti lunghezze d'onda di 41,3 cm per il magnetron N° 3 e di 33,2 cm per il magnetron N° 4 con errori percentuali sempre in eccesso, ma ridotti all'8 % e al 10 % rispettivamente.

Tenuto conto dell'ordine degli errori possibili in questo genere di misure, si deve pertanto concludere che la $\lambda\,H_c$ = cost., con il valore di 13.000 accettato da Okabe per la costante del secondo membro, dà un'approssimazione assai soddisfacente.

5. - Le curve di potenza in funzione delle tensioni anodiche e degli angoli tra filamento e campo magnetico.

L'esame delle curve di potenza, rappresentate nella fig. 21, rivela come, per entrambi i diodi, esistano due ben determinate tensioni (1400 V per il magnetron N° 3, e 1100 V per il N° 4) in corrispondenza alle quali la potenza oscillante cresce quasi linearmente con la corrente anodica: ciò almeno entro i limiti superiori di 40 mA per il magnetron N° 3, e di 45 mA per il magnetron N° 4, limiti che non si è creduto opportuno oltrepassare, per non compromettere con l'eccessivo riscaldamento la durata dei tubi.

Si è poi studiato l'andamento della potenza resa, in funzione del campo applicato, per diverse tensioni anodiche e mantenendo le correnti anodiche ai valori fissi di 20 e 18 mA rispettivamente per i due tubi: i risultati sono forniti dai grafici della fig. 22.

Variazioni assai notevoli subisce la corrente oscillante quando, mantenendo costanti tutti gli altri parametri, l'asse del campo magnetico viene fatto ruotare, rispetto al filamento, di angoli θ (questi furono, durante le esperienze, compresi fra 0° e ± 9°); le curve della fig. 23 si accordano pienamente coi risultati posti dapprima in evidenza da Slutzkin e Steinberg [11] e da Ranzi [12], per oscillazioni probabilmente del tipo dinatron, e confermati successivamente dalle esperienze di Yagi, Okabe, Kilgore e Megaw.

---

(11) A. A. Slutzkin e D. S. Steinberg: Die Erzeugung von kurzwelligen ungedampften Schwingungen bei Anwendung des Magnetfeldes - Ann. d. Phys., 1929, I, p. 658.

(12) I. Ranzi: Sui fenomeni di resistenza negativa in un diodo sottoposto a campo magnetico - Nuovo Cimento, 1929, VI, p. 249 e 310.
I. Ranzi: Fenomeni di resistenza negativa di un diodo sottoposto a un campo magnetico - Rendiconti R. Acc. Lincei, 1929, IX, p. 652.

L'effetto dell'inclinazione dell'asse del campo nei riguardi della forma assunta dalle traiettorie elettroniche fu teoricamente studiato,

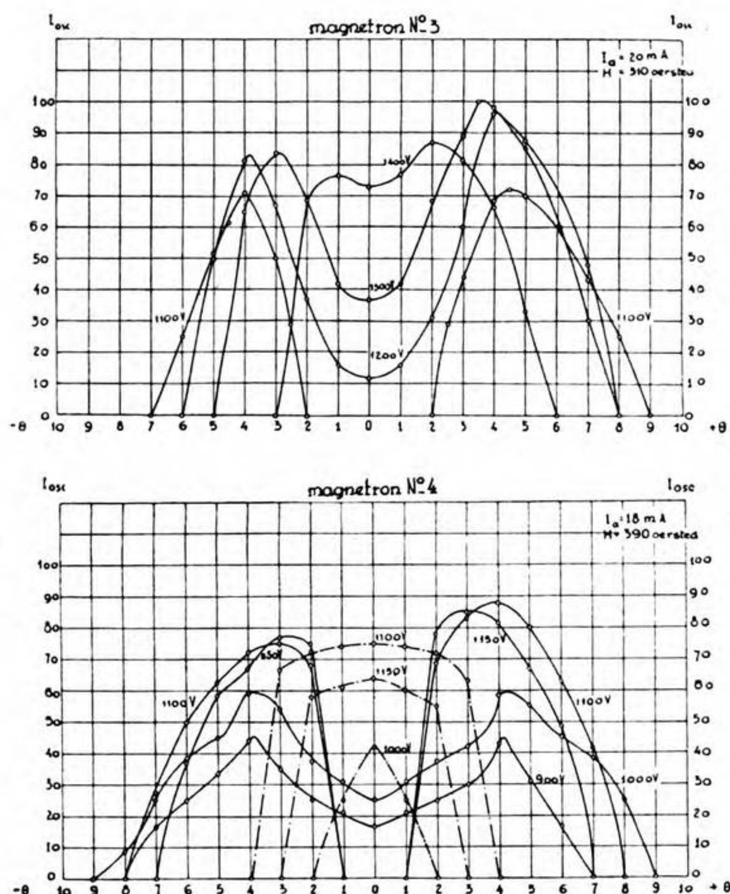


Fig. 23. — Corrente oscillante in corrispondenza ai vari angoli tra filamento e campo magnetico, per varie tensioni.

per un sistema di elettrodi piani con carica spaziale nulla, da Hollmann ([13]), il quale stabilì, per il caso da lui considerato, traiettorie a spirale con l'asse nella direzione del campo magnetico.

([13]) H. E. HOLLMANN: Das Magnetron als negativer Widerstand Ann. d. Phys., 1931, VIII, p. 956.

W. DEHLINGER: Ultra H. F. oscillations of magnetostatic valves - Physics, 1932, II, p. 432.

Non crediamo opportuno riassumere la teoria di Hollmann, e ci limitiamo a osservare che la dissimmetria, che si manifesta nelle curve come quelle di fig. 23 per valori di θ eguali e contrari, va attribuita alla caduta di potenziale lungo il filamento: invertendo in questo il senso della corrente, come Megaw dimostrò, si invertono pure i due rami delle curve in esame, rispetto all'asse delle ordinate.

Un altro fenomeno che sembra rimarchevole è quello osservato sperimentando col magnetron N° 4: con tensioni anodiche variabili da 1000 a 1100 V e con angoli del campo rispetto al filamento variabili da 0° a 4° nell'uno o nell'altro senso, coesistevano, con le oscillazioni elettroniche della lunghezza di 36 cm, oscillazioni del tipo di quelle osservate dal Ranzi (dinatron a spirale), di lunghezza variabile da 240 a 300 cm. L'innesco e il disinnesco di queste era rivelato da una brusca diminuzione o, rispettivamente, da un brusco aumento del valore della corrente anodica.

L'intensità di corrente per queste oscillazioni a frequenza minore è indicata in fig. 23 dalle linee a tratto e punto; con una tensione anodica di 1100 V e un angolo di ± 3° essa risulta di poco diversa dall'intensità propria alle oscillazioni elettroniche normali.

Sembra che si possa interpretare tale fenomeno ammettendo una caratteristica di taglio estremamente ripida e presentante, con angoli di campo da — 4° a + 4°, uno stretto intervallo con resistenza negativa, intorno a valori del campo prossimi al critico.

6. - Confronto fra oscillatori elettronici a magnetron ed a triodi nei riguardi del rendimento.

Allo scopo di poter istituire un confronto di massima fra la potenza delle oscillazioni elettroniche ricavabile dai magnetron e quella ottenibile coi triodi, si sono eseguite alcune misure di potenza, con il metodo della cellula fotoelettrica precedentemente illustrato, su di un triodo Telefunken tipo R S 296, montato secondo il classico schema di Barkhausen e oscillante con una lunghezza d'onda di 60 cm.

Dalle curve di fig. 24 si rileva come tale potenza aumenti linearmente all'aumentare della corrente di riscaldamento del catodo, e quindi della corrente di griglia, raggiungendo un massimo ben definito per un determinato valore di I_f, oltrepassato il quale essa decresce bruscamente, dando poi luogo al disinnesco delle oscillazioni.

La massima potenza oscillante ottenuta con il triodo anzidetto (λ = 60 cm) è di 0,9 watt, con una potenza dissipata sulla griglia di 40 watt. Nel caso invece del magnetron N° 4, oscillante con una lunghezza d'onda di 37 cm, tale potenza è di 0,85 watt, con 49 watt dissipati sull'anodo. I rendimenti (assumendo semplicemente per essi i rapporti delle potenze oscillanti alle potenze dissipate nei due casi rispettivamente sulla griglia e sull'anodo) sono dunque di 2,25 % per il triodo e di 1,74 % per il magnetron.

Ma è anche noto che il rendimento decresce assai rapidamente al diminuire della lunghezza d'onda: supponendo, in mancanza di un'espressione teorica precisa, che il rendimento sia in semplice proporzione con la lunghezza d'onda, si dovrebbe concludere che il rendimento del triodo, come dianzi calcolato, si ridurrebbe per onde

intorno a 37 cm all'1,4 %. L'estrapolazione è effettivamente arbitraria, ma giova ricordare che tale è l'ordine di grandezza dei rendimenti ottenibili con circuiti del tipo di Barkhausen oscillanti su onde di 50 cm.

In tali condizioni il confronto riuscirebbe pertanto vantaggioso per il magnetron. In realtà il calcolo del rendimento va condotto

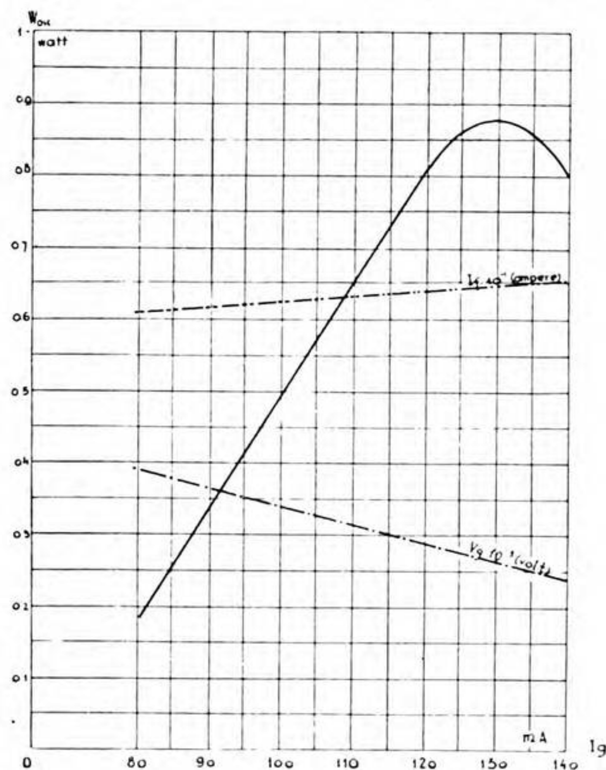


Fig. 24. — Curva della potenza oscillante, in funzione della corrente di griglia, in un triodo montato secondo lo schema di Barkhausen.

considerando che, nel caso del triodo, oltre che della potenza dissipata sulla griglia si deve tener conto anche di quella necessaria all'accensione; nel caso del magnetron, alle potenze dissipate sull'anodo e sul catodo si deve aggiungere quella necessaria a creare il campo magnetico. Con questo criterio il rendimento del magnetron su cui si è sperimentato sarebbe di gran lunga ridotto, scendendo a 0,35 %, mentre quello del triodo avrebbe il valore di circa 0,55 %.

E' utile però osservare che il concetto di rendimento elettrico in questi dispositivi ha soprattutto importanza dal punto di vista delle

difficoltà che si incontrano per dissipare le quantità di calore che corrispondono all'energia perduta: difficoltà che risultano molto gravi qualora si tratti di raffreddare gli elettrodi del tubo, facilmente superabili (almeno in generale) qualora si tratti di limitare il riscaldamento dei dispositivi ausiliari.

Un tale concetto è ribadito dalla semplice constatazione che, mentre il triodo poco si adatta a produrre oscillazioni del tipo di Barkhausen di lunghezza inferiore a 50 cm, a causa dell'eccessivo riscaldamento cui è sottoposta la griglia, nessuna limitazione di tal genere sussiste nel caso del magnetron, per il quale la lunghezza d'onda può, per campi magnetici e quindi per tensioni anodiche convenientemente elevati, ridursi all'ordine dei millimetri.

Comunque, la sostituzione di un opportuno elettromagnete alla bobina senza nucleo di ferro da noi impiegata, abbassando notevolmente la quota di potenza perduta per la creazione del campo magnetico, riporterebbe il rendimento del magnetron intorno a 1 %, anche tenendo conto di tutte le potenze dissipate; si giustificherebbe quindi, in conclusione, la preferenza che si può dare al magnetron nei confronti del triodo in tutti quei casi in cui sia necessario produrre oscillazioni di lunghezza inferiore ai 50 cm, e nei quali si possa fare astrazione dal maggior peso dell'oscillatore e dalla più elevata tensione necessaria al suo funzionamento ([14]).

Desideriamo esprimere al prof. Enzo Pugno-Vanoni, direttore di questo Laboratorio di Elettrotecnica, i nostri più vivi ringraziamenti per il costante incoraggiamento e per i consigli di cui ci fu prodigo.

Padova, febbraio 1934-XII.

Laboratorio di Elettrotecnica del R. Istituto Superiore di Ingegneria.

([14]) Ci è gradito segnalare che recenti studi di A. Giacomini, le cui preliminari conclusioni furono già pubblicate (Rendiconti R. Ist. Lombardo Sc. e Lett., 1933, LXVI, p. 831), hanno posto in luce le ottime qualità del magnetron anche in funzione di rivelatore di onde di brevissima lunghezza.

ALCUNE MISURE ACUSTICHE SU ALTOPARLANTI

MAURIZIO FEDERICI

Vengono definite le proprietà più importanti di un altoparlante, la fedeltà di riproduzione ed il rendimento, e viene esaminata la natura del campo sonoro generato da un altoparlante elettrodinamico a cono, all'aperto o in un ambiente chiuso. Si descrive il metodo di misura della pressione sonora prodotta da tali apparecchi, con microfono a condensatore tarato col disco di Rayleigh e col metodo del termofono. Infine vengono dati i risultati di alcune misure eseguite su altoparlanti elettrodinamici e vien mostrata l'utilità di esse nel giudicare della bontà di riproduzione di un altoparlante.

1. — Le misure destinate alla valutazione delle caratteristiche degli altoparlanti, benchè già notevolmente progredite, richiedono ancora particolari cautele nell'esecuzione e nella interpretazione.

Ci proponiamo qui di discutere brevemente i fondamenti dei diversi metodi, di descrivere il metodo seguito nel nostro laboratorio e di presentare alcune curve tipiche di altoparlanti.

Un altoparlante è un apparecchio destinato a trasformare energia elettrica in energia sonora: anzi costituisce l'ultimo anello di una catena di apparecchi che permettono la riproduzione della musica e della voce in un ambiente diverso da quello nel quale esse vengono prodotte. Nella sua forma più semplice questa catena è costituita dal microfono posto nello studio, ambiente di proprietà acustiche adatte alla captazione del suono, dall'amplificatore, dalla linea di trasmissione, ed infine dall'altoparlante posto nel secondo ambiente, l'auditorio. Nel caso della radiotrasmissione, l'amplificatore e la linea vengono sostituiti dal complesso stazione trasmittente-etere-apparecchio ricevente. Supponiamo che ogni elemento di questa catena, compreso il microfono ed eccettuato l'altoparlante, sia privo di distorsione e cioè che ogni onda acustica sinusoidale pura, di frequenza compresa entro la banda musicale e di una certa ampiezza, applicata al microfono, produca all'uscita dell'apparecchio ricevente una tensione elettrica di ampiezza proporzionale, della stessa frequenza e priva di armoniche superiori. Allora la tensione agli estremi dell'altoparlante sarà proporzionale alla pressione sonora agente sul microfono in ogni istante.

Lo scopo della trasmissione è la riproduzione del suono nell'auditorio: chi ascolta nell'auditorio dovrebbe ricevere un suono di data frequenza ed ampiezza, esattamente come se stesse nello studio al posto del microfono. Quindi l'altoparlante deve soddisfare ad una prima condizione fondamentale: che il campo sonoro prodotto dall'altoparlante, in quel punto dell'auditorio dove si trova chi ascolta, sia eguale od almeno proporzionale a quello agente sul microfono e

quindi, se sono rispettate le ipotesi già accennate di assenza di altre distorsioni, proporzionale alla tensione applicata all'altoparlante.

In verità, una variazione del livello medio della pressione sonora, anche conservando costanti i rapporti dei volumi per le singole armoniche del suono originale, a causa della diversa sensibilità dell'orecchio alle diverse frequenze, produce una distorsione del suono risultante. A rigore, sarebbe quindi necessario che il suono prodotto dall'altoparlante nell'auditorio avesse la stessa intensità (intesa in senso assoluto) del suono che agisce sul microfono.

Una seconda condizione fondamentale è quella di un buon rendimento : essendo quest'ultimo definito come il rapporto fra l'energia sonora emessa e l'energia elettrica fornita all'altoparlante.

2. — Tutte le misure acustiche che si eseguiscono sull'altoparlante hanno lo scopo di constatare in quale proporzione l'altoparlante soddisfa alle condizioni fondamentali suddette. Tali misure si riducono quindi alla misura di grandezze elettriche (tensione e potenza) e di una grandezza acustica, la pressione sonora. Quest'ultima misura vien fatta sempre con un microfono per cui sia noto il rapporto fra pressione sonora sulla membrana e tensione generata : si astrae, generalmente, da qualunque considerazione fisiologica e si opera indipendentemente dalle caratteristiche dell'orecchio umano. Se il microfono che viene usato per trasmettere il suono all'amplificatore fosse eguale a quello con cui si esegue la prova, non sarebbe neppure necessario conoscerne la curva di taratura.

Le misure naturalmente non si possono eseguire facendo riprodurre all'altoparlante la voce o la musica. Per ottenere risultati facilmente duplicabili, con mezzi semplici, esse si effettuano con un unico suono di frequenza ed ampiezza stabilite, ripetendo la prova per tutte le frequenze della banda nella quale il complesso ha risposta apprezzabile, in genere da 40-50 fino a 7000-10.000 Hz.

Da queste misure è possibile risalire al comportamento dell'altoparlante assoggettato a suoni di carattere qualunque, purchè sia verificata la legge di linearità, purchè cioè la potenza sonora emessa ad una certa frequenza dall'altoparlante sia proporzionale alla potenza elettrica fornitagli a quella frequenza. Tale condizione è generalmente soddisfatta per potenze fino ad un certo livello, oltre il quale l'altoparlante non dovrà funzionare. Basta quindi verificare la proporzionalità e mantenersi entro i limiti trovati.

La misura della pressione sonora in un punto solo non è mai sufficiente, sia perchè l'ascoltatore può disporsi in una posizione qualunque rispetto all'altoparlante, sia perchè una sola misura non basta per accertare il rendimento di questo. La pressione sonora che si stabilisce nell'auditorio varia da punto a punto, e la legge di tale sua variazione dipende non solo dall'altoparlante ma anche dall'auditorio e cambia col volume di questo e con la natura delle pareti.

In un ambiente indefinito, all'aperto, la distribuzione del campo sonoro dipende soltanto dalla forma dell'altoparlante e sopratutto dalle sue superficie irradianti. In un ambiente chiuso, con una sorgente di suono puntiforme, la distribuzione del campo sonoro di-

penderebbe solo dall'ambiente e dalla posizione della sorgente. In effetto nessuna di queste due condizioni limiti è mai verificata esattamente; anzi, la condizione normale è quella di un altoparlante commerciale di dimensioni finite in un ambiente comune ed essa è la più difficile a sottoporre ad un'analisi precisa. La tecnica si è per ora orientata verso lo studio dell'altoparlante all'aperto o in un ambiente chiuso di tali proprietà e dimensioni da approssimarsi alle condizioni che colà si verificano. Noi esamineremo prima il comportamento di un altoparlante all'aperto, poi in un ambiente chiuso e riflettente.

3. — Si consideri un altoparlante posto all'aperto in un ambiente che si suppone infinito. Gli altoparlanti usati più generalmente in ambienti chiusi sono del tipo a cono, rappresentato nella

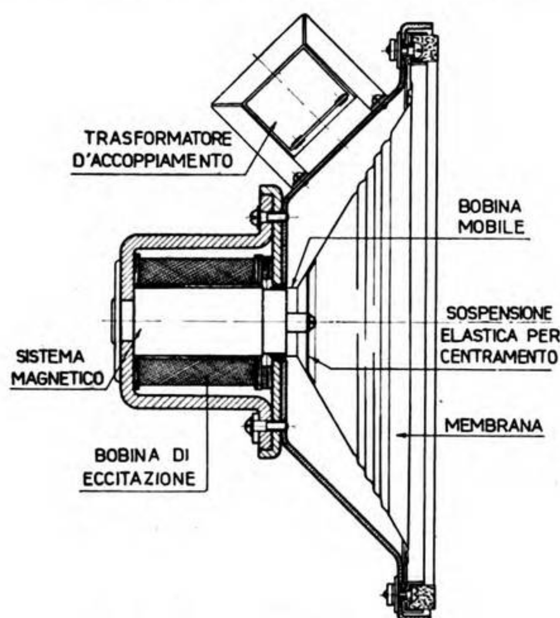


Fig. 1. — Altoparlante elettrodinamico.

fig. 1 e costituito da una bobina percorsa dalle correnti foniche la quale si muove nel campo di un elettromagnete ed è solidale con un cono di carta, di semiapertura di circa 60°. Le vibrazioni del cono producono le vibrazioni del mezzo circostante.

Per evitare che per frequenze basse il suono prodotto dalla parte posteriore della membrana interferisca con quello della parte anteriore, si usa un pannello separatore, generalmente di dimensioni modeste, che negli altoparlanti per apparecchi radio è formato dalla parte anteriore del mobile. Per semplicità, tale pannello si può con-

siderare indefinitamente esteso e la distribuzione più semplice del campo sonoro si ha con un altoparlante, con pannello infinito, irradiante in un angolo solido 2π.

Se l'altoparlante fosse una sorgente puntiforme che emettesse la stessa energia a tutte le frequenze, la pressione in ogni punto dello spazio sarebbe costante per tutte le frequenze e inversamente proporzionale alla distanza dall'altoparlante. Ma vi sono due cause fondamentali che alterano la distribuzione del campo di un altoparlante rispetto a quello della sorgente puntiforme ideale.

In primo luogo, l'altoparlante emette una potenza acustica diversa alle diverse frequenze. A bassa frequenza la membrana si comporta come fissata ai bordi in modo lasco, si muove come un tutto unico in modo analogo ad una membrana piana e la velocità di vibrazione è direttamente proporzionale alla forza applicata e inversamente alla massa della membrana e alla frequenza. Man mano che la frequenza aumenta, si fa sentire l'effetto del fissamento ai bordi e la membrana presenta una frequenza di risonanza, poi la membrana comincia a vibrare in modo più complesso, si producono modi di vibrazione longitudinali e trasversali e la vibrazione della membrana si decompone in vibrazioni di piccole parti della superficie separate da linee nodali; la velocità per ogni frequenza dipende allora non tanto dal fissamento e dalla massa della membrana, quanto dalla rigidità e dal peso specifico della sostanza di cui essa è costituita, e dalle sue dimensioni. La potenza trasferita all'ambiente varia quindi da frequenza a frequenza, perchè varia la velocità di vibrazione della membrana.

A sua volta, poi, questa potenza trasferita all'ambiente si distribuisce in modo diverso da quello che si avrebbe con la sorgente puntiforme. Quale sia il modo di distribuzione, può verificarsi solo con l'esperienza, data la forma complessa di vibrazione della membrana; ma lo si può studiare approssimativamente, considerando la distribuzione del campo sonoro dovuto ad uno stantuffo che si muova in un foro di egual diametro praticato in una parete infinita: specie per basse frequenze un altoparlante si comporta in modo analogo.

Fino ad una distanza dallo stantuffo eguale a r^2/λ, dove r è il raggio dello stantuffo e λ la lunghezza d'onda del suono, l'onda sonora è approssimativamente piana; l'intensità lungo l'asse ha una successione di massimi e minimi dovuti ad interferenza delle emissioni dei diversi punti dello stantuffo. Al di là, la radiazione viene a localizzarsi per la sua maggior parte in un cono di angolo solido $\pi\,\lambda^2/r^2$, e la pressione a distanza d dal centro del pistone varia approssimativamente in modo inversamente proporzionale alla distanza stessa d. Curve direzionali di pressione, eseguite a distanze minori di r^2/λ dal pistone, mostrano un comportamento molto irregolare, dovuto all'interferenza; invece, man mano che ci si allontana, le curve divengono simili e differiscono solo per l'ampiezza, cosicchè da una di esse è possibile dedurre l'andamento di altre a distanza maggiore.

Ne consegue che per un altoparlante all'aperto la determinazione completa della distribuzione del campo sonoro, al di là della

distanza r^2/λ, può eseguirsi misurando la pressione sonora lungo un semicerchio avente per centro il centro dell'altoparlante. Le curve di pressione sonora per semicerchi a distanze maggiori saranno simili. Le curve per distanze minori di r^2/λ saranno irregolari, ma generalmente non interessano dato che l'ascoltatore si dispone a distanza maggiore.

Tali determinazioni sono state fatte da diversi autori con metodi analoghi a quello che descriveremo in seguito. Nella fig. 2

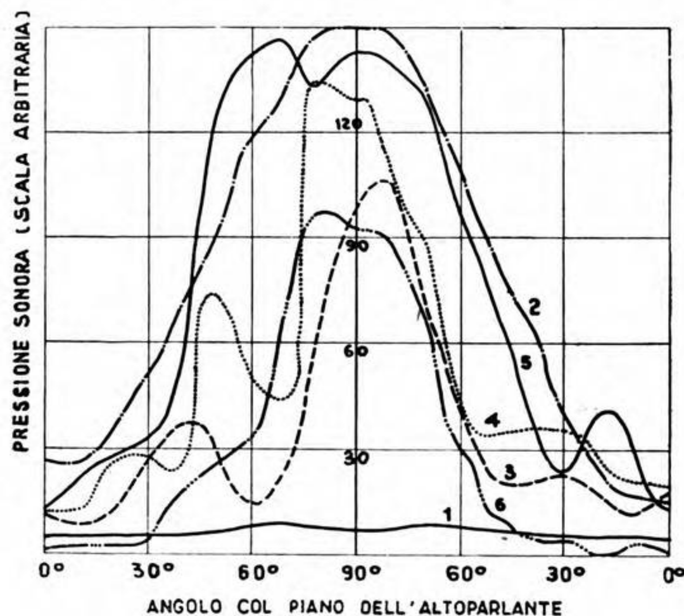


Fig. 2. — Curve polari di distribuzione del campo sonoro di un altoparlante elettrodinamico.

Curva 1 - 120 Hz	Curva 4 - 1600 Hz
» 2 - 300 Hz (in scala 1/2)	» 5 - 3000 Hz (in scala 1/5)
» 3 - 800 Hz	» 6 - 5000 Hz (in scala 1/2).

è riportato un complesso di curve siffatte per un altoparlante elettrodinamico (1); da esse appare chiara l'analogia fra il comportamento dell'altoparlante e quello dello stantuffo sopraccennato.

Queste curve permettono di valutare la distorsione eventualmente introdotta quando l'osservatore sia disposto in una posizione qualunque, e quindi di constatare come venga rispettata la prima condizione fondamentale. Esse permettono anche di misurare il rendi-

(1) W. Heimann: Ueber die Bestimmung des Wirkungsgrades von Lautsprechern - E.N.T., 1932, IX, p. 302.

mento totale dell'altoparlante e di determinare come l'altoparlante risponda alla seconda condizione.

Il rendimento può essere definito in vari modi, ma forse il migliore è di considerarlo come il rapporto fra la potenza sonora fornita dall'altoparlante e la potenza totale fornita all'altoparlante stesso. La potenza elettrica è facilmente calcolabile. La potenza sonora è:

$$[1] \qquad W_a = \frac{1}{\rho c} \int_S P^2 \, d s ,$$

dove ρ è la densità dell'aria, c la velocità di propagazione del suono, P la pressione sonora efficace, prodotta sull'elemento di superficie $d s$. L'integrale va esteso a tutta la superficie di una sfera o di una semisfera a seconda che si consideri tutta l'energia emessa o solo l'energia utile nello spazio anteriore al pannello. L'altoparlante a cono emette simmetricamente intorno all'asse e quindi le curve suddette danno senz'altro il modo di calcolare W_a.

4. — Se l'altoparlante è posto in un ambiente chiuso, la distribuzione del campo sonoro è ben diversa. Quando le onde sonore vengono prodotte, esse si propagano finchè incontrano le pareti, dalle quali vengono riflesse: all'onda propagantesi verso il muro si sovrappone un'altra onda propagantesi in senso inverso con fase opposta. Questa giunge al muro di fronte, vien riflessa ancora e così via; si ha quindi una moltitudine di riflessioni che dopo un certo tempo si stabilizzano, e si creano onde stazionarie dovute alla interferenza delle diverse onde.

La pressione che si stabilisce nei vari punti ha perciò valore variabile da punto a punto ed in qualche punto può essere anche nulla. Inoltre il valore medio della pressione sonora esistente dipende non solo dall'energia sonora emessa dall'altoparlante in un secondo, ma anche dalle proprietà di assorbimento delle pareti dell'ambiente. Se infatti ci si trova in un ambiente chiuso, l'energia che non può via via propagarsi a sempre nuovi strati d'aria come all'aperto, si smaltisce per trasmissione attraverso le pareti e per perdite di attrito sulle pareti e nell'aria. Con pareti perfettamente riflettenti, l'energia esistente nella stanza e la pressione media tenderebbero a crescere finchè l'energia dissipata per attrito nell'aria in un secondo fosse eguale all'energia emessa in un secondo dall'altoparlante.

Curve di risposta dell'altoparlante prese a diverse distanze non hanno più alcuna relazione semplice fra di loro nè con l'entità della potenza emessa dall'altoparlante. Per rilevare il comportamento di questo nell'ambiente, sarebbe necessario misurare la pressione in tutti i punti e farne una specie di diagramma a tre variabili.

Il rendimento dell'altoparlante può ottenersi in funzione di tale pressione, calcolando la potenza sonora con la formula:

$$[2] \qquad W_a = \frac{a}{4 V \rho c} \int_V P^2 \, d v ,$$

dove P è la pressione efficace in un elemento di volume $d v$, V il volume dell'ambiente ed a l'assorbimento di quest'ultimo, ottenuto

come somma dei prodotti delle aree delle superficie assorbenti per i rispettivi coefficienti di assorbimento, e l'integrale si intende esteso a tutto il volume.

5. — Le misure in un ambiente chiuso riverberante son quindi molto lunghe e difficili ad effettuarsi e danno risultati valevoli solo per quell'ambiente. Gli sperimentatori hanno perciò cercato di diminuire il più possibile l'effetto delle riflessioni, usando stanze speciali di dimensioni relativamente grandi e con pareti molto assorbenti, in modo da ridurre le influenze dei fenomeni già ricordati sulla pressione e da porsi in condizioni simili all'aperto. Inoltre essi considerano non la pressione in tutti i punti della stanza, ma la pressione media nella zona o nel punto in cui l'ascoltatore probabilmente si troverà, e la assumono come misura della risposta dell'altoparlante, così da sostituire, a molte misure fatte in molti punti, una sola misura fatta in un punto od in una zona media, semplificando al massimo il procedimento. Usando stanze molto assorbenti, l'effetto dovuto alle diversità di assorbimento del materiale alle diverse frequenze diviene piccolo. Le onde stazionarie non sono però eliminabili ed allora per ottenere il valore medio della risposta in un punto o in una sezione si son seguite diverse vie.

Alcuni operatori fanno ruotare il microfono su un cerchio ad una certa distanza dall'altoparlante, e misurano il valore medio della pressione che si verifica. L'integrazione vien fatta automaticamente usando come indicatore una termocoppia con uno strumento molto smorzato. Tale valor medio della pressione viene assunto come misura della risposta dell'altoparlante [2].

Altri operatori usano non una frequenza fissa, ma una frequenza continuamente variabile in modo automatico in un intervallo da 20 a 30 Hz. Affinchè il metodo sia efficace è necessario che la variazione di frequenza sia tale da produrre una variazione di 180° dell'onda riflessa e di quella diretta in tutti i punti e per tutte le direzioni. Si può dimostrare che il cambiamento di frequenza, necessario per effettuare ciò, è $\Delta f/f = c/(2fl)$, dove c è la velocità del suono nell'aria, ed l la differenza fra il cammino dell'onda sonora diretta e quello della riflessa. La variazione media della frequenza non può essere troppo grande perchè altrimenti vengono a celarsi eventuali irregolarità della curva di risposta dell'altoparlante, che si verifichino per una piccola banda di 50 o 100 Hz [3].

Un terzo metodo consiste nel variare la frequenza dal valore minimo al valore massimo della banda musicale, in un intervallo di tempo molto breve, registrando automaticamente la pressione sonora agente sul microfono in funzione della frequenza [4]. In tal modo le onde sonore hanno una continua variazione di frequenza e di fase,

---

(2) L. G. Bostwick: Acoustic Considerations involved in Steady State Loudspeaker Measurements - Bell S.T.J., 1929, VIII, p. 135.

(3) W. L. Barrow: On Interference Elimination with the Warble Tone - J.A.S.A., 1932, III, p. 562.

(4) E. W. Kellogg: Loud Speaker Sound Pressure Measurements - J.A.S.A., 1930, II, p. 157.

e non si verifica lo stabilirsi di onde stazionarie; si trascura però l'effetto dei fenomeni transitori nel microfono e nell'altoparlante e il metodo non sarebbe applicabile ad apparecchi che avessero risonanze molto nette su certe note.

In questi due ultimi metodi il microfono vien posto sull'asse dell'altoparlante, a 1,50 - 2 metri dall'altoparlante stesso; la pressione sonora in quel punto viene assunta come valutazione della risposta dell'altoparlante.

E' bene chiarire qui, una volta per tutte, che misure di pressione possono assumersi come misure di risposta, soltanto se si mantiene costante un qualche determinato elemento pertinente all'alimentazione dell'altoparlante: generalmente esso è la tensione.

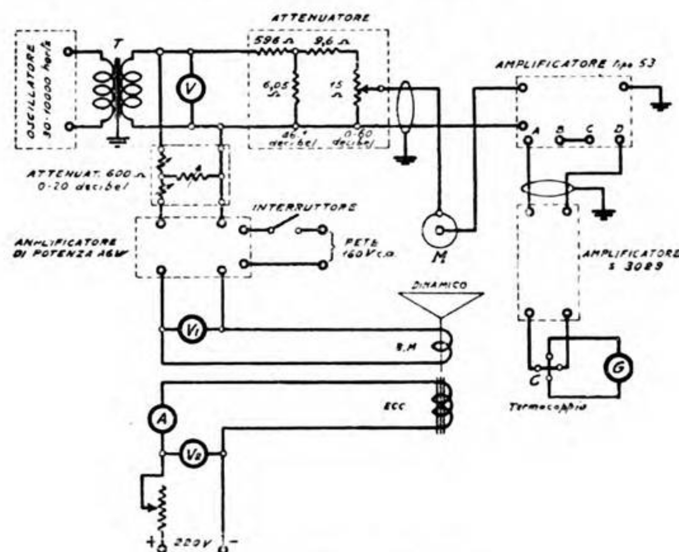


Fig. 3. — Circuito di misura.

6. — L'apparecchiatura da noi usata per la misura delle pressioni sonore è analoga a quella impiegata dal Bostwick e da altri sperimentatori americani della Bell e della Stromberg Carlson (5).

Essa è costituita sostanzialmente da un microfono a condensatore, un amplificatore a tre stadi, un attenuatore, un oscillatore a frequenza acustica ed una termocoppia con uno strumento indicatore molto smorzato (fig. 3: si avverta che la figura rappresenta uno dei due momenti della misura, che saranno illustrati in seguito, e precisamente il secondo).

Il microfono a condensatore è formato da due elettrodi separati

(5) L. Wolff e A. Rigel: Loudspeaker testing Methods - Proc. I.R.E., 1929, XVII, p. 135.

da uno spazio d'aria di 0,025 mm: di questi uno è fisso, l'altro è una sottile membrana di duralluminio che vien messa in vibrazione dalla pressione sonora. Fra i due elettrodi è applicata una tensione di polarizzazione di circa 220 volt. Le vibrazioni della membrana producono variazioni della capacità del complesso e queste generano variazioni di tensione sulla griglia di un preamplificatore. La membrana è tesa fra due anelli: tale tensione, unita allo smorzamento acustico prodotto dalla presenza della piccola camera acustica fra la membrana e la parte fissa, rende il rapporto fra tensione prodotta e pressione sonora sensibilmente indipendente dalla frequenza.

La capsula microfonica è fissata su una scatola cilindrica che contiene un preamplificatore (tipo 53) a due stadi a trasformatore, con guadagno, sensibilmente costante da 50 a 8000 hertz, di circa 40 decibel. Il condensatore microfonico è collegato con un capo alla griglia del primo tubo del preamplificatore, con l'altro al contatto mobile della resistenza variabile di uscita dell'attenuatore principale. Questo attenuatore ha una resistenza in uscita di 15 ohm ed in entrata di 600, e fornisce un'attenuazione fissa di 46 decibel più un'attenuazione variabile, per salti di 1, da 0 a 60 decibel. Il preamplificatore a due stadi fa capo ad un altro amplificatore a tre stadi (S 3029), che ha un guadagno di circa 70 decibel anch'esso sensibilmente costante da 50 a 5000 hertz. Il microfono è montato su un sostegno che ne permette la rotazione su un cerchio di 1,20 m di diametro, inclinato di 45° sull'orizzonte.

La misura avviene in due tempi. Dapprima si applica, attraverso un attenuatore (0-20 decibel) ed un opportuno amplificatore (A 6 W), una tensione alternata alla bobina mobile dell'altoparlante, tensione che viene misurata e mantenuta costante per tutta la misura: nelle prove qui riferite, tale valore della tensione è stato sempre di 1 volt. Nello stesso tempo si fa girare il microfono a condensatore, posto ad opportuna distanza (circa m 1,50), e si legge, all'apparecchio indicatore collegato alla termocoppia, la deviazione prodotta dalla tensione che si genera nel microfono a causa del suono emesso dall'altoparlante. Il microfono fa circa un giro in tre secondi; data la notevole inerzia dello strumento indicatore l'ago rimane praticamente fermo durante la misura.

Si disinserisce poi l'altoparlante e, facendo agire sull'attenuatore principale la tensione dell'oscillatore alla stessa frequenza, la tensione all'uscita di tale attenuatore resta applicata in serie col microfono a condensatore. Si varia l'attenuatore in modo che la deviazione nelle nuove condizioni sia eguale a quella che si aveva quando funzionava l'altoparlante, e si può così ricavare dalla lettura dell'attenuatore il valore della tensione prodotta nel microfono dalla pressione sonora. Da questa tensione si risale poi alla pressione sonora ricorrendo alla curva di taratura del microfono, la quale fornisce i valori del quoziente della tensione per la pressione.

La curva di taratura del microfono a condensatore da noi usato è riprodotta come curva 2 nella fig. 4 ed è ottenuta col metodo del termofono, che è il metodo più comune per la taratura dei microfoni a condensatore. Per eseguire tale taratura la camera anteriore

del microfono vien chiusa da una piastra che porta una o più laminette di foglio d'oro o platino: la camera è riempita di idrogeno secco che circola lentamente per mezzo di due tubi capillari. Le laminette vengono fatte percorrere da due correnti sovrapposte, una continua ed una alternata di determinata frequenza. Al riscaldamento prodotto dal passaggio di tali correnti consegue, nella camera e sulla membrana del microfono, una variazione della pressione che è calcolabile in base al volume della camera, alla componente continua ed alternata della corrente, alla temperatura, resistenza ed area delle laminette e ad alcune costanti specifiche dell'idrogeno. La formula per questo calcolo, derivata da Arnold e Crandall, corretta da Wente

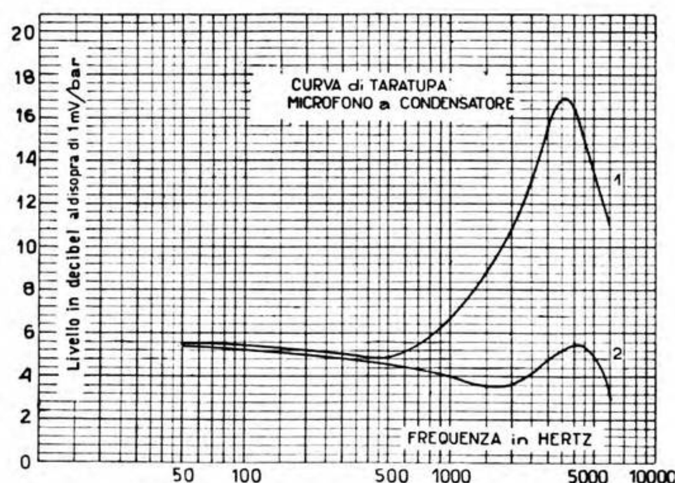


Fig. 4. — Curva di taratura di un microfono a condensatore rilevata col metodo del termofono (curva 2), e curva corretta per tener conto della riflessione e della risonanza della cavità (curva 1).

e da Ballantine, è stata assoggettata ad un rigoroso scrutinio e fornisce un mezzo accurato e semplice per la taratura del microfono.

Con tale metodo si ottiene il rapporto fra la pressione agente sulla membrana del microfono e la tensione prodotta. Ma, come è noto, il microfono, date le sue dimensioni finite, introduce nel campo sonoro un'alterazione rispetto alla distribuzione che questo avrebbe in assenza del microfono stesso. La sua cavità anteriore si comporta a frequenze elevate come un risonatore di Helmholtz e produce un aumento della pressione intorno alla propria frequenza di risonanza; inoltre, per frequenze cui corrispondono lunghezze d'onda paragonabili alle dimensioni della membrana, si produce un raddoppiamento della pressione, per riflessione totale dell'onda sonora.

Questi due effetti possono venir portati in conto facendo la taratura del microfono col disco di Rayleigh. In essa si fa agire sul microfono un'onda sonora piana, la cui pressione acustica viene mi-

surata interponendo sul suo cammino un sottile disco di mica di 1-2 cm di diametro, sospeso ad un filo di seta. Tale disco devia sotto l'azione della pressione sonora e dalla deviazione è calcolabile la pressione stessa in funzione della densità del gas, del diametro del disco, del momento di torsione della sospensione e dell'angolo fra la direzione della velocità e la normale al disco.

In tutte le tarature di questo tipo bisogna ancora poi tener conto della direzione da cui arrivano i raggi sonori, dato che la taratura del microfono varia con l'incidenza dell'onda sonora. Generalmente si considera l'incidenza normale.

Siccome però la taratura col termofono è più semplice che non col disco e la correzione da apportarsi per la risonanza dipende solo dalle dimensioni fisiche del microfono, generalmente si preferisce far

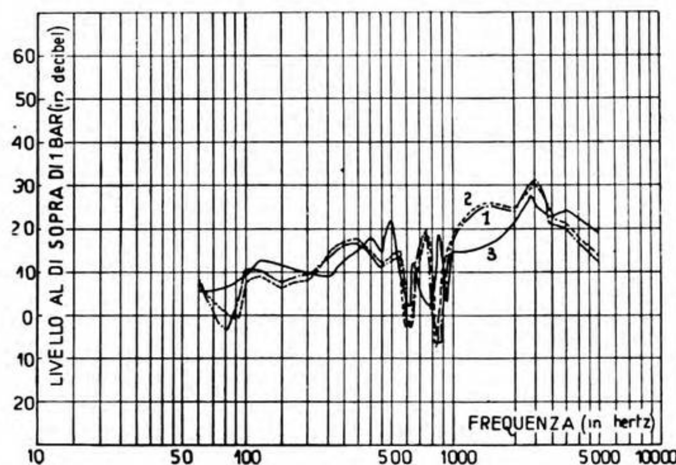


Fig. 5. — Curve di risposta di un altoparlante, con microfono fisso a 1 m di distanza dall'orlo della membrana.

Curva 1 - con cabina rivestita con solo celotex
» 2 - con cabina rivestita anche di feltro (spessore 2 cm)
» 3 - con cabina rivestita anche di ovatta (spessore 3 cm) e di tendaggi.

la misura col metodo del termofono per i singoli microfoni ed apportarvi le correzioni verificate una volta per sempre col metodo di Rayleigh su un microfono tipo.

Le curve di taratura del microfono da noi usato sono indicate nella fig. 4; se ne rileva come le correzioni per gli effetti già ricordati siano tutt'altro che trascurabili e come il non tenerne conto falserebbe notevolmente, specie per le frequenze più alte, i risultati delle misure sugli altoparlanti.

7. — L'ambiente in cui vengono eseguite le misure ha dimensioni molto modeste ($2{,}50 \times 4{,}50 \times 3{,}50 = 40$ m^3 circa), e, dato che l'edificio fu costruito prima che si pensasse di installarvi una cabina

acustica, non se ne fecero le fondazioni indipendenti in modo da ottenere un isolamento perfetto dall'esterno. Ciò nonostante l'isolamento è sufficiente ed i rumori esterni non impediscono mai la misura.

La cabina fu tappezzata con uno strato di celotex di 10 mm, applicato su travetti di legno fissati ai muri; da curve rilevate con un microfono fisso (fig. 5) si dedusse che le onde stazionarie avrebbero impedito misure attendibili (curva 1). Si incollò allora sul celotex uno strato di feltro e le condizioni apparvero poco modificate (curva 2). Si sovrappose ancora una tenda formata da due tele da sacco con interposto uno strato di ovatta e su questa si appesero tendaggi di panno; la curva 3 mostra che le onde stazionarie venivano molto smorzate ma non ancora sufficientemente.

Si installò allora il microfono su un asse ruotante e si ottennero immediatamente curve molto più piane. Una serie di prove di altoparlanti dello stesso tipo mostrò che i risultati erano soddisfacenti e cioè che due curve eseguite sullo stesso altoparlante in giorni diversi, o su due altoparlanti analoghi, coincidevano entro i limiti degli errori di osservazione, i quali si potevano contenere al massimo entro 1 decibel e generalmente entro meno di 0,3.

E' in programma per l'avvenire la raccolta di curve comparative, ottenute su un altoparlante all'aperto ed in cabina acustica, in modo da avere criteri precisi di confronto; questi, ad ogni modo, non sono indispensabili per gli usi ai quali l'apparecchio è destinato. E' inoltre in costruzione una cabina nella quale l'assorbimento del suono si otterrà con un rivestimento di 30-40 cm di spessore di ovatta e strisce pendenti.

8. — L'apparecchiatura descritta è ormai installata da oltre un anno e si è mostrata utilissima per fornire un criterio tecnico preciso per le ricerche sugli altoparlanti e per il progetto di essi.

Il loro confronto veniva fatto, prima di questa installazione, mediante confronto acustico affidato ad un osservatore esperto. Tale confronto non è stato eliminato, nè prevedibilmente potrà esserlo, in quanto l'orecchio è in definitiva l'unico giudice di un altoparlante. Se fosse possibile attuare sistemi del tutto privi di distorsione, neppure l'orecchio sarebbe necessario e basterebbe accertare l'assenza di distorsione con misure acustiche. Ma siccome l'altoparlante è un sistema imperfetto nel quale son da rispettare molti compromessi, solo l'orecchio può dire quale sia il compromesso onde deriva un suono più gradevole; almeno fin quando il tecnico incaricato di tali mansioni non abbia raggiunto tale pratica da poter arguire senz'altro dall'esame della curva la reazione estetica dell'ascoltatore.

Il confronto di altoparlanti col vecchio metodo offre tre svantaggi fondamentali. Un primo svantaggio è dovuto al fatto che l'orecchio non può dare una misura quantitativa della distorsione e quindi, dopo aver sentito e paragonato successivamente due altoparlanti con un campione, è difficile dire quale sarebbe il risultato di un paragone fra i due se non lo si esegue direttamente. In secondo luogo, il risultato della prova a orecchio dipende da una quantità di circostanze variabili, disco grammofonico o microfono in uso, tipo dell'amplificatore e così via, e quindi per ottenere risultati ge-

neralizzabili è necessario ascoltare per ore ed ore, con grande perdita di tempo. In fine, l'ascoltatore, dopo essersi personalmente convinto della superiorità di un altoparlante su di un altro, manca di dati precisi per rendere accessibile questa sua convinzione ad una terza persona.

Con un metodo di analisi quantitativa è possibile invece attuare progressi tecnici sicuri.

La fig. 6 mostra un gruppo di curve tipiche che danno i risultati di prove eseguite sull'altoparlante S.A.F.A.R. E 280 per la ricerca del tipo migliore di membrana. La curva 1 si riferisce ad una membrana di carta speciale stampata in un sol pezzo, la curva 2 ad una membrana ottenuta incollando un foglio di carta, contenente

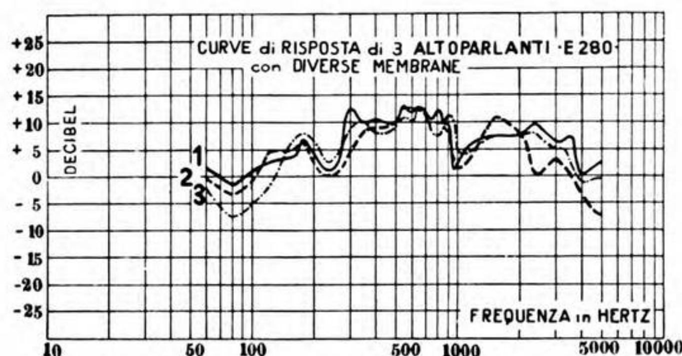
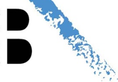


Fig. 6. — Curve di risposta di altoparlanti E 280, con microfono ruotante su un cerchio di m 1,50 di diametro.

oltre la cellulosa anche una certa quantità di lana che tende a renderlo molle, la curva 3 ad una membrana di carta rigida del tipo di quella da fotografia.

Al confronto acustico la membrana 2 si mostrò nettamente deficiente per le alte frequenze, la membrana 3 sembrava dar luogo a una riproduzione troppo acuta, la membrana 1 dava una riproduzione molto più naturale di 2 e 3. Le curve confermarono poi questo giudizio e rivelarono che l'acutezza che si otteneva dalla membrana 3 era dovuta piuttosto alla mancanza delle basse frequenze che non all'aumento delle alte. L'orecchio avvertiva perfettamente la differenza fra le tre curve e dava la preferenza alla membrana 1, preferenza che si sarebbe potuta dedurre anche dall'esame della sola curva.

L'abbassamento di tutte le curve alle alte frequenze è dovuto non tanto a una deficienza di comportamento degli altoparlanti per tale campo di frequenza, quanto al modo come sono rilevate le curve. La membrana dell'altoparlante emette le alte frequenze direzionalmente entro un cono; siccome il microfono ruota su un cerchio piuttosto grande, esso non tocca la parte centrale del cono e dà la media della pressione in una regione nella quale la pressione stessa diminuisce gradatamente con l'aumento della frequenza.



Nell'interpretazione di curve di questo genere, bisogna tener presente che i suoni della voce umana e quelli musicali raramente sono formati da suoni di frequenza ed ampiezza determinata, mantenuti per un tempo tanto lungo da poter trascurare il periodo transitorio, cioè il tempo iniziale nel quale l'ampiezza e la frequenza si stabilizzano. Generalmente il suono ha frequenza ed ampiezza continuamente e rapidamente variabili, in modo che risulta, per così dire, di una successione di periodi transitori i quali s'inseriscono l'uno nell'altro per gradi. Ciò vuol dire che il modo con cui un altoparlante rende ad esempio la voce di un baritono, dipende non solo dalla risposta alle basse frequenze, ma da tutta la forma della curva, perchè le onde emesse dal cantore hanno ampiezza e frequenza continuamente variabili e son paragonabili non ad una eccitazione costante ma ad una eccitazione ad impulsi. Se quindi l'altoparlante avesse una risonanza netta a 2000 Hz, emetterebbe continuamente tale frequenza, pur se la voce del baritono mancasse completamente o quasi di armoniche a tale frequenza.

E' appunto tale carattere della musica e della voce, che rende meno agevole la interpretazione delle curve di risposta, ma che non può trascurarsi se si desidera che questa interpretazione riesca attendibile.

Esprimo qui la mia viva gratitudine all'ing. M. Carenzi, direttore della S.A.F.A.R., per aver permesso la pubblicazione di dati ottenuti nel nostro laboratorio e per il suo costante incoraggiamento in questo lavoro.

Milano - Laboratorio S.A.F.A.R.

PONTI PER LA MISURA DELLA FREQUENZA

GINO SACERDOTE

Si descrive un tipo di ponte, che permette di effettuare misure di frequenza mediante la variazione di una sola resistenza.

Numerosi circuiti a ponte sono stati proposti per la misura delle frequenze acustiche, i quali permettono, in condizioni favorevoli, di eseguire determinazioni di notevole precisione (ad esempio con l'approssimazione dell'uno per mille).

Con riferimento alla fig. 1, nel ponte 1 si ottiene la condizione di equilibrio variando una capacità o una induttanza. Con il

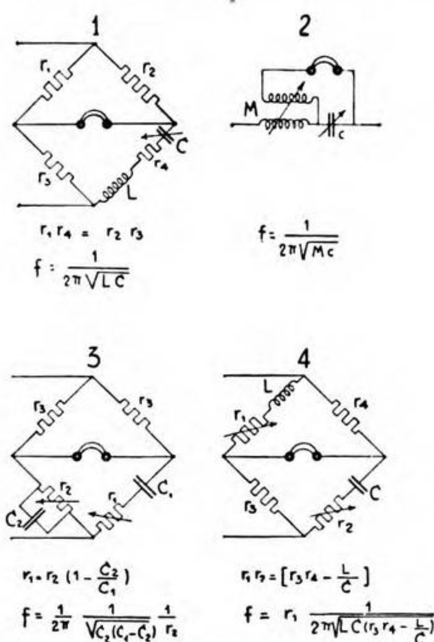


Fig. 1. — Ponti per la misura della frequenza.

circuito 2 il silenzio alla cuffia si ha variando la mutua induttanza o la capacità. Il ponte 3 permette di misurare la frequenza variando contemporaneamente due resistenze: in apparecchi costruiti industrialmente secondo questo schema si hanno dispositivi, che permettono, con una sola manovra, la variazione simultanea delle due re-

sistenze. Il ponte 4, con capacità ed induttanza fisse, si porta anche esso all'equilibrio con la variazione di due resistenze.

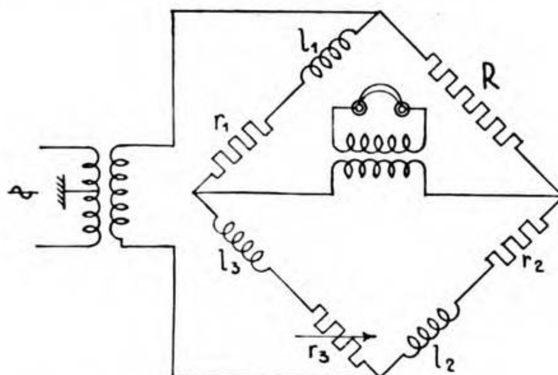


Fig. 2. — Ponte per la misura della frequenza.

Si può ancora ricordare che la misura della frequenza, oltre che con circuiti a ponte, si ottiene con dispositivi, in cui un relè (mec-

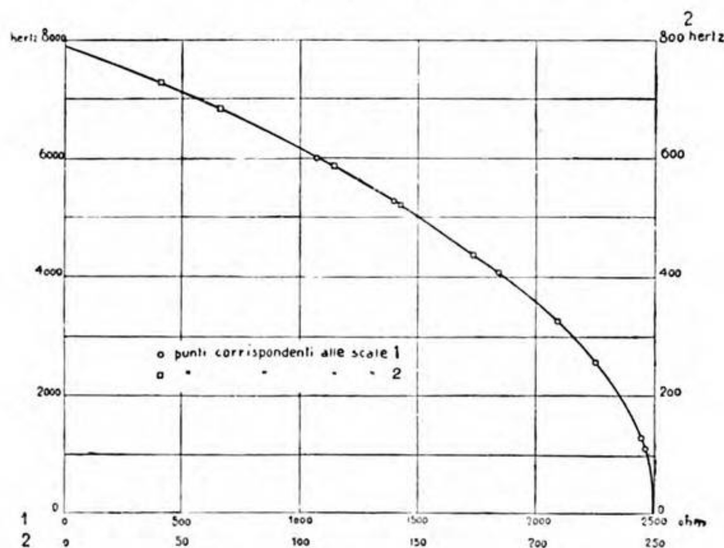


Fig. 3. — Diagramma di taratura di un frequenziometro a ponte.

canico od elettronico) carica e scarica alternativamente un condensatore; od anche con metodi di confronto o di battimenti riferiti ad una sorgente di frequenza nota; od infine con apparecchi a quadri

incrociati, che, con opportuni artifici, consentono la lettura diretta della frequenza della corrente in esame.

Si vogliono qui descrivere brevemente alcuni circuiti a ponte, che permettono la misura della frequenza mediante la variazione di

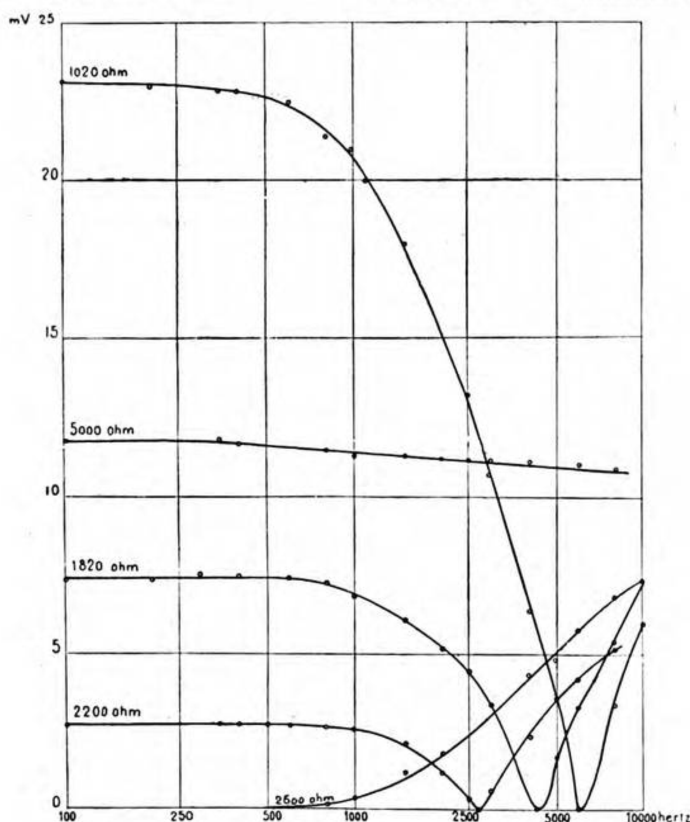


Fig. 4. — Tensione alla diagonale galvanometrica del ponte, in funzione della frequenza, per diversi valori di r_3. ($r_1 = r_2 = 500\,\Omega$; $l_1 = l_2 = 0{,}01$ H; $l_3 = 0{,}1$ H).

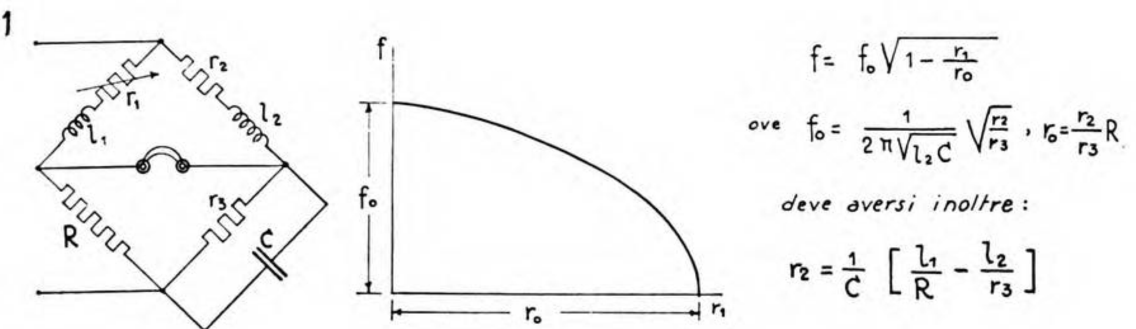
una sola resistenza, e che offrono al tempo stesso la possibilità di una determinazione sufficientemente precisa.

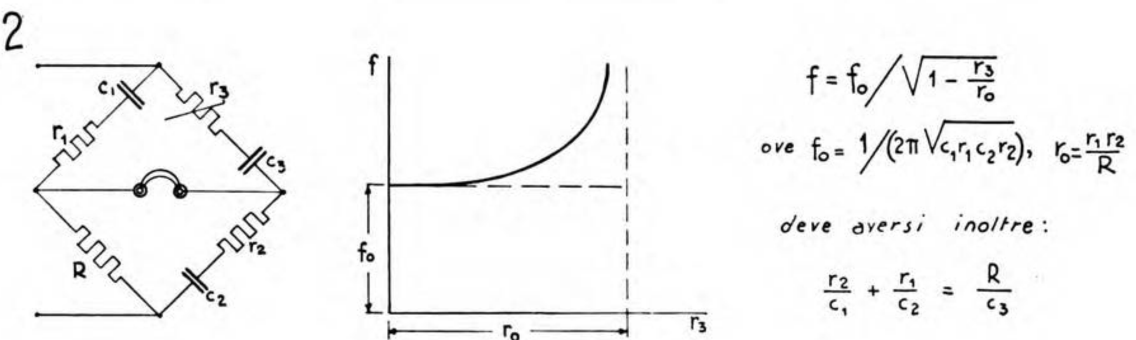
Un primo dispositivo è quello schematizzato in fig. 2: un lato è formato da una resistenza pura R, mentre gli altri tre constano di una resistenza inserita in serie con una induttanza.

Con riferimento alle notazioni della figura, si ha che le condizioni per l'equilibrio del ponte sono:

[1] $$R\, r_3 = r_1\, r_2 - \omega^2\, l_1\, l_2$$

[2] $$R\, l_3 = l_1\, r_2 + l_2\, r_1 \; .$$


1
f
f₀
r₀
r₁
R
C
f = f₀ √(1 − r₁/r₀)
ove f₀ = 1/(2π√(l₂C)) √(r₂/r₃) , r₀ = (r₂/r₃) R
deve aversi inoltre:
r₂ = (1/C) [l₁/R − l₂/r₃]


2
f
f₀
r₀
r₃
R
f = f₀ / √(1 − r₃/r₀)
ove f₀ = 1/(2π √(c₁r₁c₂r₂)), r₀ = r₁r₂/R
deve aversi inoltre:
r₂/c₁ + r₁/c₂ = R/c₃

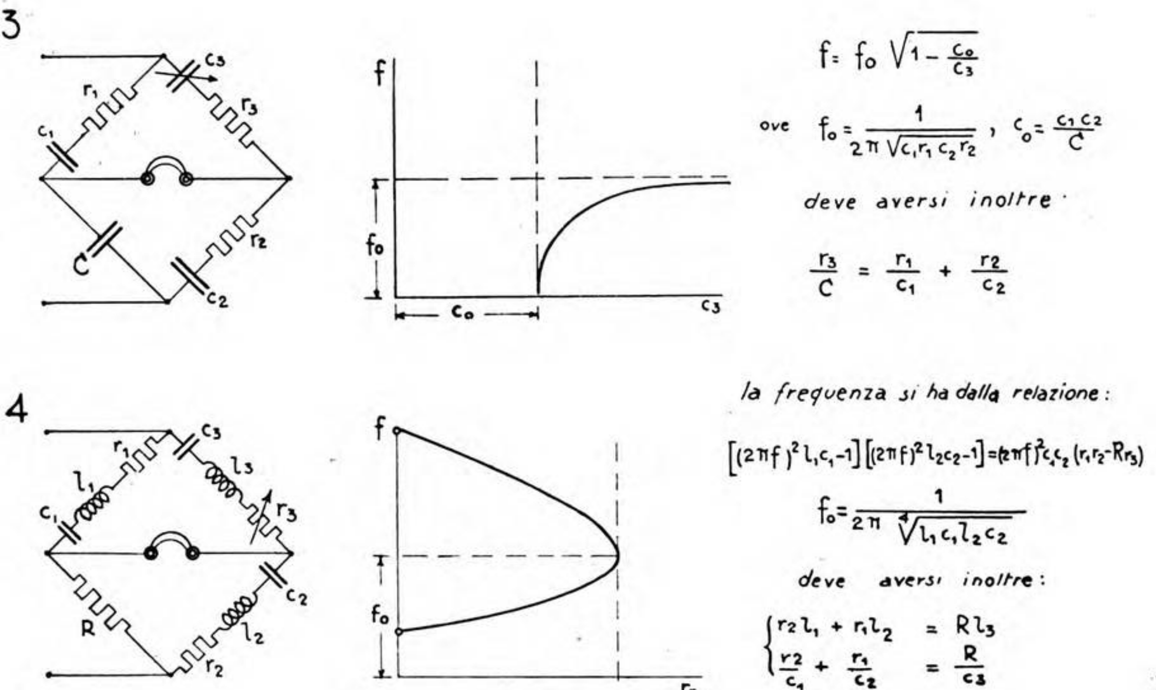


Fig. 5. — Ponti per la misura della frequenza.

Si nota che nella [2] non compaiono la frequenza e la resistenza r_3; si possono allora fissare le resistenze R, r_1, r_2 e le induttanze l_1, l_2, l_3 in modo tale che la [2] risulti soddisfatta; si ha allora per la [1] una relazione biunivoca fra la r_3 e la ω, mediante la quale, col ponte di fig. 2 (soddisfatta che sia la [1]), si può determinare la ω, equilibrando il ponte con la resistenza r_3.

L'espressione della frequenza f, essendo $\omega = 2\pi f$, risulta:

$$f = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{r_1 r_2 - R r_3}{l_1 l_2}}\,.$$

Si verifica facilmente che il campo delle frequenze che si possono misurare è compreso fra:

$$f = 0 \text{ Hz} \quad \text{e} \quad f = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{r_1 r_2}{l_1 l_2}} \text{ Hz}.$$

Per eseguire la misura, la resistenza r_3 varia fra zero e $r_1 r_2/R$ ohm.

Esaminiamo un caso concreto: supponiamo $r_1 = r_2$ e $l_1 = l_2$: in tal caso le condizioni di equilibrio del ponte sono:

$$R r_3 = r_1^2 - \omega^2 l_1^2\,, \text{ da cui } f = \frac{r_1}{2\pi l_1}\sqrt{1 - \frac{R}{r_1^2} r_3}\,,$$

$$R = 2 r_1 l_1/l_3\,.$$

Posto $r_1 = 500\ \Omega$, $l_1 = 0{,}01$ H, $l_3 = 0{,}1$ H, si deduce per la [2] $R = 100\ \Omega$. La frequenza è data dalla relazione:

$$f = 7960\sqrt{1 - 4\, r_3\, 10^{-4}} \text{ Hz}.$$

Se invece si pone $r_1 = 50\ \Omega$, $l_1 = 0{,}01$ H, $l_3 = 0{,}1$ H, si ha $R = 10\ \Omega$, e, per la frequenza:

$$f = 796\sqrt{1 - 4\, r_3\, 10^{-3}} \text{ Hz}.$$

In fig. 3 viene riportato il grafico di taratura del ponte: le scale 1 si riferiscono al primo gruppo di costanti, le scale 2 al secondo. I punti sperimentali segnati dimostrano la piena concordanza delle indicazioni della formula con i risultati ottenuti; quanto alla precisione della misura, si può facilmente constatare che non conviene scendere a frequenze inferiori a 1200 Hz nel primo caso, a 150 Hz nel secondo.

Una discussione sull'equazione del ponte fuori condizione di equilibrio porterebbe a trovare le condizioni più convenienti e il valore da assegnare ai vari elementi del ponte per ottenere la massima sensibilità in un dato campo di misura; comunque, dai risultati sperimentali ottenuti, si deduce che è possibile una determinazione esatta al 0,5 % per frequenze al limite inferiore del campo di misura, cioè in condizioni già sfavorevoli.

Il ponte è stato attuato con bobine di induttanza toriche, che non si influenzano reciprocamente, e con trasformatori schermati ai

capi delle due diagonali. I punti sperimentali sono stati determinati, misurando la frequenza con un ponte di Robinson.

Per dare un'idea del comportamento del ponte si possono osservare i diagrammi di fig. 4, ottenuti sperimentalmente con i dati, cui si riferiscono le scale 1 di fig. 3. Sono riportati, in funzione della frequenza della tensione di alimentazione (mantenuta costante a 1 volt), i valori della tensione nella diagonale galvanometrica, per diversi valori della resistenza di azzeramento r_3.

Di fronte alla limitazione di possedere, per ciascun gruppo di valori fissi, un campo di misura non molto esteso (che occorre riferire ad un grafico di taratura), il ponte descritto presenta apprezzabili pregi, che consistono nella sua relativa semplicità, nel fatto che non occorrono induttanze e capacità variabili (ingombranti e costose nel caso di misure a frequenze basse) e nella comodità di ottenere l'equilibrio per mezzo della regolazione di una sola resistenza.

Analogamente allo schema di fig. 2 possono essere considerati numerosi altri schemi per la misura della frequenza, i quali presentano un comportamento dello stesso genere. Nella fig. 5 sono riportati gli schemi, i diagrammi di taratura e le relazioni fra le costanti per quattro dispositivi rispondenti a tale criterio.

Il primo ponte di fig. 5 ha un lato costituito da una resistenza, due lati adiacenti comprendono induttanze in serie con resistenze, ed il quarto lato è una resistenza inserita in parallelo ad un condensatore. Il diagramma di taratura è del tutto analogo a quello del ponte di fig. 2.

Il secondo ponte consta di tre lati formati da una resistenza e da una capacità collegate in serie, il quarto lato è una resistenza pura; si possono misurare le frequenze superiori ad una frequenza stabilita, variando una resistenza.

Il terzo ponte, analogo al precedente, ha il quarto lato composto da una capacità invece che da una resistenza; si possono misurare le frequenze inferiori ad un dato valore, per mezzo di una capacità variabile.

Il quarto ponte consta di tre circuiti risonanti che formano tre lati, mentre il quarto è una resistenza pura; si possono misurare le frequenze comprese fra due determinati valori equilibrando il ponte per mezzo di una resistenza. E' da notare che in tal caso un dato valore di resistenza pone in equilibrio il ponte per due diversi valori di frequenza.

E' da ritenere che il primo tipo descritto sia il più conveniente: non è tuttavia escluso che per ricerche di carattere particolare anche gli schemi di fig. 5 od altri consimili possano venire utilmente adoperati.

Torino, aprile 1934 - XII.

Scuola Elettrotecnica « Galileo Ferraris »
del R. Istituto Superiore d'Ingegneria.

UN MODERNO CAVO TELEGRAFICO SOTTOMARINO: IL CAVO DA S. AMARO (PORTOGALLO) A LA PANNE (BELGIO)

LUIGI SANNIO

Il cavo S. Amaro - La Panne (1930) *della Italcable è l'ultimo cavo telegrafico di grande lunghezza che sia stato posato; rappresenta perciò anche oggi una delle più moderne espressioni della tecnica.*

Dopo alcuni rapidi cenni sullo sviluppo dei cavi con induttanza e sulle difficoltà particolari, che presenta per essi l'attuazione del servizio in duplex, sono sommariamente illustrate le caratteristiche dei cavi muniti di induttanza solo nel tratto mediano ed è esposta, dalla specificazione delle norme di capitolato alle prove in fabbrica ed al collaudo finale, l'opera compiuta dal servizio tecnico della Italcable.

Il comportamento del conduttore, al variare delle caratteristiche della corrente che lo percorre e delle condizioni ambienti, è esposto ed illustrato così da rendere manifesta l'interdipendenza delle caratteristiche stesse e la difficoltà di ottenere quel buon compromesso di condizioni, che è poi praticamente misurato da un favorevole valore dell'attenuazione. I collaudi eseguiti sul cavo in opera confermano la bontà dei procedimenti adottati.

Viene anche fatto cenno dei mezzi tecnici con cui si proteggono i cavi dai disturbi eventuali e parassiti, e sono esposte le esperienze, eseguite per la prima volta durante la posa di questo cavo, per verificare l'effettivo conseguimento di un alto grado di immunità.

1. - *I cavi con induttanza.* — In un suo articolo di qualche anno fa il professore Wagner ebbe a paragonare la vecchia telegrafia sottomarina al gigante Fafner addormentato, che viene scosso e svegliato da Sigfried. Sigfried rappresenterebbe la radiotelegrafia, che, con i suoi successi, contende alla cablografia il posto da essa tenuto per lungo tempo esclusivamente e comodamente nel campo delle comunicazioni elettriche a grande distanza. Diciamo comodamente, perchè la cablografia, non sentendosi insidiata da altro concorrente, poco aveva fatto, durante il cinquantennio di suo esclusivo dominio, per far progredire la propria tecnica.

E' noto, come il risveglio sia stato degno del gigante e come le possibilità telegrafiche, create dalla nuova tecnica cablografica dopo il 1924 con i cavi sottomarini con induttanza, siano diventate, per cavi lunghi 3000 km e più, almeno cinque volte superiori a quelle offerte dai cavi di vecchio tipo. Basta ricordare il cavo che congiunge Horta con New York, di proprietà della « Western Union », lungo 4260 km, il quale, uniformemente caricato [1] con

[1] In cablografia si sogliono chiamare cavi *caricati* i cavi con induttanza aggiunta artificialmente. L'espressione è, come è noto, ori-

permalloi, offre la possibilità di smaltire un traffico di 2500 lettere per minuto. Ugualmente dicasi del cavo tedesco Emden-Horta, che collega Berlino e altri centri tedeschi con New York, attraverso la traslazione di Horta sul cavo precedente, con un sistema di telegrafia multipla. Ricordiamo altresì il cavo del Pacifico di proprietà della « Imperial », composto di due tratti lunghi uno 5560 km e l'altro 5710 km.

Le potenzialità di traffico raggiunte dai nuovi cavi, con l'aiuto di una tecnica cablografica sempre meglio perfezionata, soddisfano oggi ad ogni esigenza più severa e permettono ai nuovi collegamenti di operare con tale efficienza, che per intere giornate sono nulli o rari i disturbi e le interruzioni. E la tecnica è andata ancor oltre, sino a studiare ed a costruire il cavo sottomarino telefonico transatlantico, che dovrà collegare l'Inghilterra con l'America del Nord.

Con questa breve nota non si vuole trattare della teoria dei cavi caricati, nota agli studiosi. Chiunque voglia approfondire la materia può consultare, tra gli altri, gli scritti di Oliver Heaviside, che già nel 1887 fu il primo a dimostrare col calcolo, quale beneficio rechi l'induttanza alla trasmissione dei segnali (2), quelli di M. I. Pupin (3) e quelli del Malcolm (4).

2. - *Oggetto della nota.* — Scopo di questa nota è di richiamare l'attenzione su alcune caratteristiche speciali, possedute dal conduttore di un tipo di cavo recentemente costruito (conduttore parzialmente caricato, cioè con induttanza distribuita soltanto su una parte della sua lunghezza), premettendo un breve cenno sulle caratteristiche elettriche e meccaniche che esso ha in comune con quelli del vecchio tipo e riferendo sommariamente sulle prove eseguite durante la costruzione ed i collaudi. Il cavo in questione è quello da S. Amaro (Lisbona) a La Panne (Belgio), lungo 2100 km e posato dalla Italcable nel 1930.

3. - *Il duplex sui cavi caricati.* — Sebbene il servizio in duplex non sia di assoluta necessità per cavi transoceanici, che collegano punti assai distanti del globo, quali ad esempio l'Italia ed il Nord America, a motivo della differenza oraria esistente fra essi e del conseguente spostamento nel tempo fra le punte di traffico nei due sensi,

---

ginata da alcune analogie tra l'induzione e l'inerzia meccanica, che permettono di assimilare alcune proprietà dell'induttanza in un conduttore percorso da correnti variabili, alle proprietà che acquista un sistema meccanico vibrante, quando vi si aggiungano masse addizionali distribuite con continuità ovvero discontinuamente, proprietà già studiate dal Lagrange e da Lord Rayleigh. L'analogia fra sistema meccanico e sistema elettrico fu fatta rilevare dal Pupin, cui si deve anche l'espressione citata.

(2) Electromagnetic Theory - Benn, London, 1925.

(3) Trans. A.I.E.E., 1899, XVI, p. 98; e 1900, XVII, p. 445.

(4) Theory of Submarine Telegraph and Telephone Cables - Benn, London, 1917.

è tuttavia evidentemente vantaggioso disporre anche di tale possibilità. Ma nel caso dei cavi totalmente ed uniformemente caricati il problema del duplex si presenta di difficile soluzione pratica a cagione delle difficoltà di « bilanciamento ».

Bilanciare un cavo vuol dire costruire una linea artificiale, che presenti, per una gamma di frequenze abbastanza ampia, la stessa impedenza terminale del cavo posato. Raggiungere questo risultato per un cavo, in cui l'induttanza varia nelle diverse tratte col variare dell'intensità della corrente, mentre variano ad un tempo anche la resistenza e le altre caratteristiche, è compito molto arduo. Per rendersene conto, basta richiamare brevemente lo schema del duplex: si tratta di un ponte di Wheatstone, due bracci del quale sono costituiti rispettivamente dal cavo e da una linea artificiale avente caratteristiche elettriche molto simili a quelle del cavo. Su una diagonale del ponte si trova la bobina di ricezione e sull'altra la batteria di trasmissione. Se il ponte è ben bilanciato, la corrente partente dalla batteria non ha influenza alcuna sulla bobina, che risulta pertanto sensibile esclusivamente alle correnti in arrivo. In pratica è difficile ottenere, e ancor più mantenere, un bilanciamento perfetto; ma ciò che importa è che la corrente di squilibrio o di sbilanciamento — cioè corrente generata dalla batteria di trasmissione, che riesce a passare per la diagonale di ricezione — rimanga inferiore ad un certo limite, così da non avere influenza sensibile sulla bobina. Si può tollerare una corrente di squilibrio tanto più intensa, quanto più intensa è quella dei segnali in arrivo; se la corrente in arrivo è debolissima, come accade nei lunghi cavi sottomarini operanti ad alta velocità, la corrente di sbilanciamento non deve superare intensità eccezionalmente tenui.

La pratica ha mostrato, che con gli apparati usuali di ricevimento, è perfettamente bastevole che la corrente di squilibrio sia pari a 1/150.000 della corrente di trasmissione. Al massimo essa non deve superare 1/90.000. Se si tien conto che la corrente in arrivo è circa 1/15.000 ÷ 1/25.000 di quella in partenza, si deduce che la corrente di squilibrio non deve superare circa 1/5 della corrente in arrivo. Ciò dà un'idea della delicata precisione con cui il bilanciamento deve essere ottenuto.

4. - *Cavi parzialmente caricati.* — Siccome le variazioni di induttanza e di resistenza addizionali sono massime proprio in prossimità del termine del cavo (perchè ivi la variazione assoluta della corrente in partenza essendo massima, massima è la variazione dell'impedenza), si comprende come si possa ottenere un più facile bilanciamento allontanando dai terminali del cavo l'induttanza artificiale, e con essa tutti quegli elementi che sono soggetti a grande variazione. Si giunge così alla costruzione dei cavi parzialmente caricati.

A partire da ciascun terminale e per una lunghezza che può variare dai 100 ai 300 km, il cavo è del vecchio tipo, cioè non possiede induttanze. Nella sezione caricata queste invece cominciano con un certo valore prestabilito, crescendo poi il più uniformemente pos-

sibile fino a raggiungere un valore massimo, che si mantiene costante per la parte centrale del cavo (uguale all'incirca alla metà della lunghezza totale) per poi seguire, nel verso discendente, uguale graduazione verso l'altro estremo.

5. - *Il cavo S. Amaro - La Panne.* — Il diagramma riportato in fig. 1 fa vedere l'applicazione del principio ora esposto nel caso del cavo S. Amaro - La Panne.

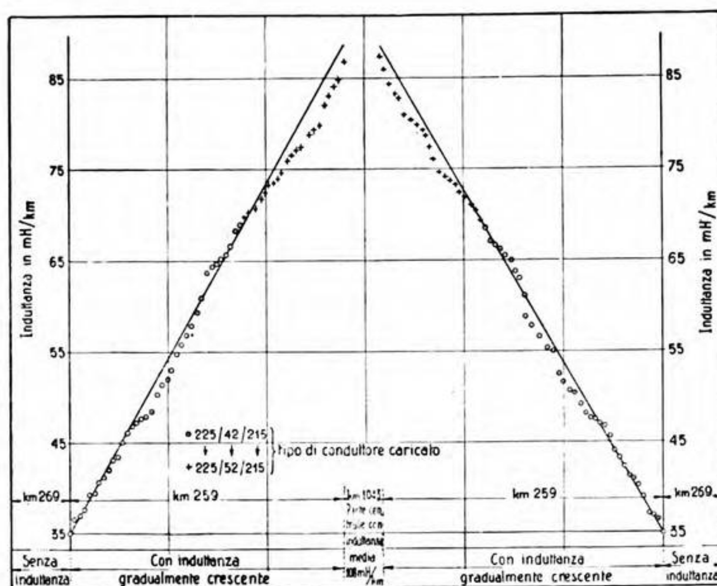


Fig. 1. — Graduazione dell'induttanza nelle due parti simmetriche di cavo gradualmente caricato.

Le caratteristiche elettriche del conduttore, riportate nella seguente tabella, si riferiscono ad una lunghezza del conduttore uguale ad un kilometro. Il tipo di conduttore ed isolante, impiegato per le singole parti del cavo, è indicato dalle coppie o terne di numeri che figurano nelle intestazioni delle quattro colonne della tabella stessa [5].

---

[5] E' noto che è usanza comune nella telegrafia sottomarina indicare il tipo di anima, cioè le caratteristiche del conduttore e dell'isolante, mediante due numeri: il primo dà il peso del rame in libbre (1 libbra = 0,454 kg) per miglio nautico (1 miglio = 1852 m), il secondo il peso di isolante pure in libbre per miglio nautico. Nel caso dei cavi caricati, per indicare il peso in libbre per miglio nautico del materiale magnetico, si pone un terzo numero fra i due primi.

SPECCHIO RIASSUNTIVO DELLE CARATTERISTICHE ELETTRICHE STABILITE DAL CAPITOLATO PER I DIVERSI TIPI D'ANIMA.
(Tutti i valori sono per km e a 24°).

	Parte del cavo a cui si riferiscono i dati:			
	non caricata 400/260	con carica graduale 225/42/215	con carica graduale 225/52/215	con carica costante 225/52/215
a) A corrente continua:				
Resistenza ... ohm	1,63	2,90	2,90	2,90
Capacità ... microfarad	0,205	0,194	0,194	0,194
Isolamento: minimo ... megaohm	648	648	648	648
massimo ... »	3700	3700	3700	3700
b) A corrente alternata a 65 hertz (1 mA):				
Induttanza (bobina smagnetizzata) ... millihenry		34,4 ÷ 68,0	68,6 ÷ 89,1	91,9
Massima variazione dell'induttanza delle bobine sottoposte a pressione di 421,8 kg/cm² ...		2 %	2 %	2 %
Resistenza addizionale ... ohm		0,0864 ÷ 0,345	0,389 ÷ 0,653	0,697
c) A corrente alternata a 1000 hertz (1 mA):				
Conduttanza in microsiemens ...		13,5	13,5	13,5

6. - *Graduazione dell'induttanza.* — Se si considera che i valori dell'induttanza sono ottenuti sottoponendo a trattamento termico la lega magnetica — in questo caso mumetal [6] — che avvolge il conduttore di rame, e che la permeabilità conseguita è funzione della temperatura dei forni, si comprende quanto grande sia la difficoltà di graduare le induttanze nel modo voluto. Per dare un'idea della misura in cui essa è stata superata, si riporta il diagramma della fig. 1, che mostra i valori di induttanza riscontrata ai collaudi per le due sezioni graduate.

Le linee rette del diagramma rappresentano la graduazione ideale: si vede come la ditta costruttrice del cavo se ne sia discostata di poco. E si tenga conto che il compito non era facile, perchè oltre a raggiungere il valore prescritto di induttanza bisognava in nessun caso superare i valori limiti prestabiliti per la resistenza (riferiti alla loro volta a determinati valori di intensità e di frequenza della corrente).

7. - *Resistenza addizionale.* — Giova infatti notare che, oltre la resistenza offerta dal conduttore ad una corrente continua, bisogna considerare la resistenza effettiva a corrente alternata. Questa, per le sezioni di cavo caricato, è uguale alla resistenza ohmica a corrente continua del conduttore di rame, più un'altra resistenza detta addizionale e dovuta alle perdite di energia che si verificano nel materiale magnetico disposto intorno al conduttore di rame, quando vi circola una corrente variabile.

La resistenza addizionale è originata invero dalle perdite per correnti parassite e per isteresi, che possono essere rappresentate approssimativamente, nei limiti d'uso, dalla seguente formula nel caso di corrente armonica di frequenza f:

$$R = a\,(1 + c\,I)\,f + b\,f^2\,,$$

dove con a, b, c s'indicano parametri caratteristici del cavo. L'addendo $a\,(1 + c\,I)\,f$ rappresenta l'effetto della perdita per isteresi e comprende notoriamente una parte $a\,f$ indipendente da I (valore efficace della corrente); il secondo addendo $b\,f^2$ rappresenta l'effetto delle correnti parassite. La resistenza addizionale per una data bobina di cavo è dunque funzione di f e di I. Passando da una bobina ad un'altra diversamente caricata, la resistenza addizionale varia in funzione della natura e delle dimensioni dell'involucro magnetico.

8. - *Dati di misura sulla resistenza addizionale.* — Praticamente la resistenza addizionale è determinata in fabbrica, per ogni bobina di conduttore ultimato, misurando la differenza tra la resistenza ohmica della bobina con corrente alternata e quella con corrente continua. Per la misura venne usato un adattamento del ponte di Maxwell, che

---

[6] Il mumetal è una lega di nichel, che contiene dal 20 al 25 % di ferro e piccole quantità di rame e di manganese (Electrician, 1926, XCVII, p. 612). Rispetto al permalloi esso presenta il vantaggio di avere una resistività maggiore e perciò — a parità delle altre condizioni — presenta minori perdite per correnti parassite e quindi minore resistenza addizionale.

permette di ricavare i valori di resistenza simultaneamente ai valori dell'induttanza.

I capitolati sono rigorosi al riguardo e assegnano un limite massimo di resistenza addizionale comunemente riferito ad un certo valore d'induttanza. Il capitolato della Italcable prescriveva, che le prove di induttanza e di resistenza effettiva venissero fatte con corrente alternata a 65 hertz e con intensità di 1 mA, a temperatura ordinaria e previa smagnetizzazione del conduttore prima della misura.

Si riportano a guisa d'esempio alcuni dati ottenuti durante le prove di collaudo di alcune bobine del conduttore: essi chiariscono il comportamento del materiale magnetico durante la prove elettriche. Come primo esempio ci riferiamo alla bobina segnata con asterisco nella graduazione della fig. 1, lunga 5,05 km. Essa, nella costituzione della parte di cavo graduata, occupa il posto n. 25 cui compete un'induttanza di 56,4 mH per km, e precede un'altra che ha un'induttanza di 57,4 mH per km. Alle prove fatte in fabbrica essa ha presentato le seguenti caratteristiche:

Resistenza del rame a corrente continua . . . . . ohm 13,7
Resistenza addizionale . . . . » 1,22
Induttanza . . . . mH 287,09.

Valori per km:
Resistenza del rame a corrente continua . . . . . ohm 2,71
Induttanza . . . . mH 56,4
Resistenza addizionale . . . . ohm 0,241
Resistenza addizionale, riferita a 68 mH, ohm 0,241 $(68/56,4)^2 = 0,35$.

Il capitolato prescriveva per la resistenza addizionale *media* per quella sezione e riferita a 68 mH il valore di ohm 0,345.

9. - *Variazioni della resistenza addizionale e dell'induttanza*:

a) *con l'intensità di corrente.* — S'intende che durante tali misure i valori dell'intensità di corrente e della frequenza devono essere mantenuti costanti. Ciò si vede bene dalla tabella che riportiamo qui sotto, che indica come variano la resistenza addizionale e l'induttanza al variare dell'intensità di corrente nel caso di un altro tratto di conduttore e precisamente di quello avvolto sulla bobina n. 292; la prova si riferisce ad una frequenza di 33 hertz e a 24 gradi centigradi. La resistenza del rame a corrente continua è di ohm 12,77 su una lunghezza di 4,450 km.

Intensità di corrente	Resistenza addizionale		Induttanza	
	totale	per km	totale	per km
mA 1	Ω 2,08	Ω 0,46	mH 604,9	mH 134
10	10,26	2,27	670,9	148,5
20	23,14	5,13	757,4	168
30	50,31	11,2	873,6	194
40	100,57	22,3	1023,2	227
50	199,24	44,1	1197,4	261,5

Nella fig. 2 si riportano le curve che danno le variazioni d'induttanza e di resistenza addizionale in funzione dell'intensità di corrente.

b) *con la frequenza.* — Restando costante l'intensità di corrente ecco come variano, per la medesima bobina n. 292, la resistenza ad-

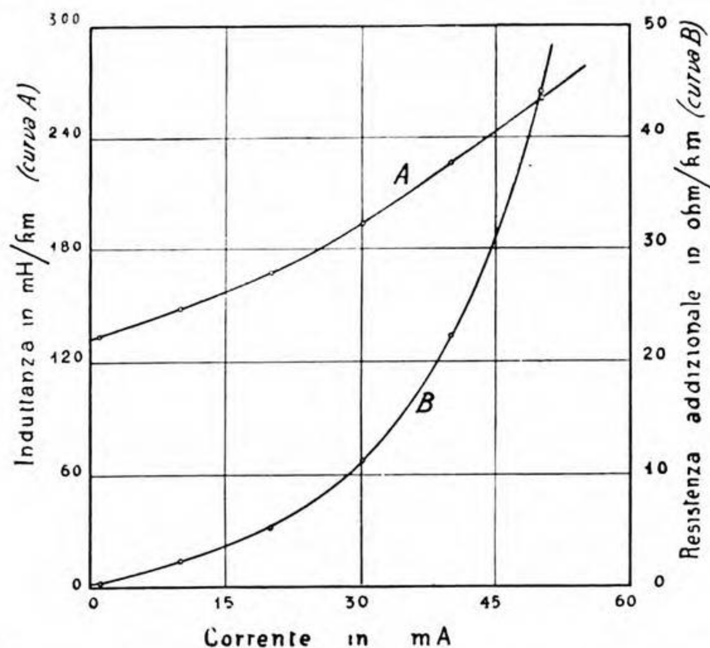


Fig. 2. — Curve di induttanza (*A*) e di resistenza addizionale (*B*), a frequenza costante 33 hertz, in funzione della corrente, per la bobina n. 292.

dizionale e l'induttanza al variare della frequenza : il valore della corrente è di 1 mA e la temperatura è di 24° centigradi.

Frequenza	Resistenza addizionale		Induttanza	
	totale	per km	totale	per km
Hz 23	Ω 1,06	Ω 0,24	mH 604,7	mH 133,8
33	1,97	0,473	604,5	133,7
47	3,64	0,767	603,8	133,4
68	6,15	1,36	604,4	133,6
80	8,73	1,94	604,6	133,7

Dall'analisi delle tabelle su esposte risulta chiaro come l'induttanza rimanga costante col variare della frequenza, purchè naturalmente rimanga invariata l'intensità della corrente.

Nella fig. 3 sono tracciate alcune curve di variazione della resistenza addizionale in funzione della corrente, per varie frequenze.

Giova osservare che dai dati riportati nelle tabelle si rileva come il costruttore sia riuscito a conseguire una induttanza di 134 mH/km assai maggiore di quella richiesta dalle garanzie e pari a 91,9 riportata nel § 5. Anche la resistenza addizionale di 1,36 ohm/km (con 1 mA,

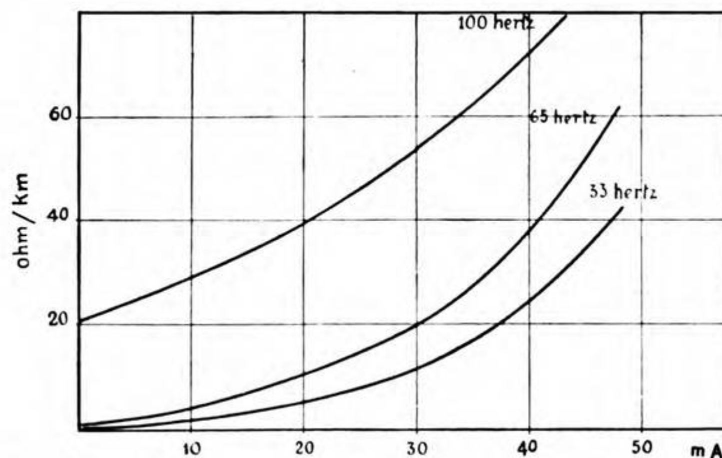


Fig. 3. — Variazione della resistenza addizionale in funzione della corrente a varie frequenze.

24° e 68 hertz) rientra nei valori di garanzia, se la si riferisce all'induttanza garantita di 91,9 adoperando la medesima formula già riportata in fine del § 8. Si ha infatti $1{,}36 \cdot (91{,}9/133{,}6)^2 = 0{,}643$ ohm/km.

10. - *Permeabilità e distribuzione del materiale magnetico.* — Una formula empirica, che s'impiega in fabbrica per ottenere con sufficiente approssimazione il valore dell'induttanza (in mH/km) in funzione della permeabilità, è la seguente :

$$L = 0{,}0318\ \mu\ ,$$

in cui μ è un valore di permeabilità, che si ricava da misure eseguite al permeametro mentre il conduttore di rame, rivestito dall'avvolgimento di mumetal, esce dai forni elettrici.

La variazione della permeabilità in funzione dell'intensità del campo per alcune leghe di ferro-nichel è rappresentata graficamente dalle curve della fig. 4.

Abbiamo visto come nel nostro cavo la graduazione della induttanza incominci con un valore di 34,2 mH per km e cresca gradualmente fino a un valore di 87,2 mH per km. In tal modo la variazione

dell'impedenza caratteristica lungo questa sezione per frequenze di segnalazione fino a 2000 lettere per minuto è assai lieve e pertanto gli effetti di riflessione sono trascurabili, come si può provare col calcolo. Come abbiamo già accennato riportando le caratteristiche del capitolato, le induttanze da 34,4 a 68 mH dovevano essere ottenute avvolgendo su ogni km del conduttore 10,27 kg di mumetal,

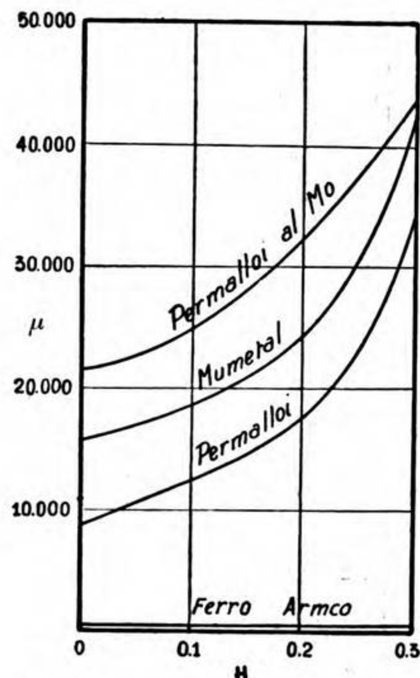


Fig. 4. — Curve di permeabilità per alcune leghe magnetiche.

mentre quelle da 89,1 mH ed oltre dovevano essere ottenute con altro tipo di avvolgimento del peso di 12,72 kg per km di conduttore.

Le induttanze occorrenti per la parte centrale del cavo — circa 1043 km — dovevano essere del tipo descritto, ma il valore dell'induttanza non doveva essere inferiore a 91,9 mH per km.

11. - *Variazione della permeabilità con la temperatura e con la pressione.* — La permeabilità del materiale magnetico che avvolge il conduttore, varia al variare delle sollecitazioni meccaniche, cui esso viene sottoposto. Per effetto del maneggio durante l'armatura e dell'immersione negli alti fondali, il cavo viene sottoposto a sforzi meccanici e ad alte pressioni. Si è pertanto provveduto ad interporre, fra il conduttore caricato e lo strato isolante di gutta, una miscela di tipo speciale, che alla temperatura e pressione del fondo

marino si mantiene pastosa, ed evita che il materiale magnetico sia sottoposto a pressioni distribuite irregolarmente. La quantità e la regolare distribuzione della miscela attorno al conduttore caricato sono pertanto due condizioni che contribuiscono a mantenere la permeabilità e quindi l'induttanza al suo giusto valore.

Adatte prove di collaudo vennero eseguite in fabbrica sulle bobine di conduttore caricato, sottoponendole a pressioni con speciali dispositivi: a questo riguardo il capitolato prescriveva che la dimi-

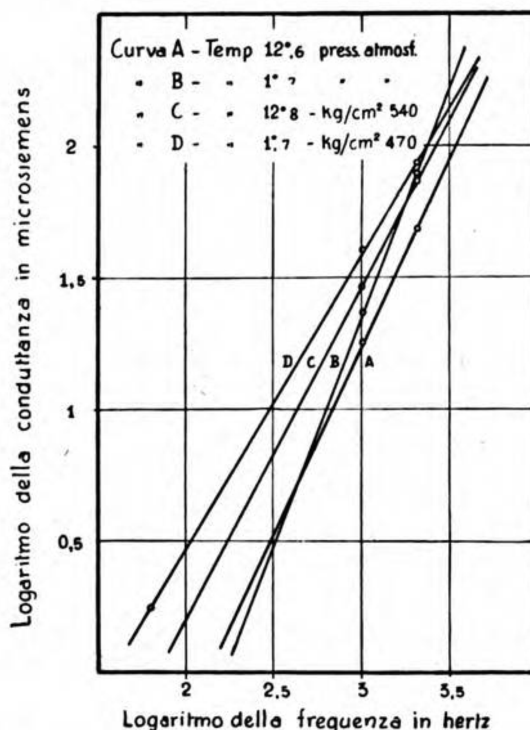


Fig. 5. — Variazione della conduttanza con la frequenza, a diverse pressioni e temperature.

nuzione d'induttanza del conduttore caricato, mantenuto ad una temperatura non superiore a 2,2 gradi centigradi e sottoposto alla pressione di 421,8 kg per cm², non fosse superiore al 2 % del valore dell'induttanza che lo stesso conduttore aveva prima di essere sottoposto alla pressione suddetta; tale valore doveva essere letto e accertato 10 minuti dopo l'applicazione della pressione, la quale doveva essere mantenuta per tutto quel tempo.

In generale, quando il conduttore caricato viene sottoposto a forti pressioni, avviene che alla istantanea applicazione della pressione, l'induttanza diminuisce; ma dopo che son passati un paio di

minuti, la miscela, che è pastosa, scorre lungo il conduttore e si aggiusta, facendo sì che la pressione diventi uniforme; con che l'induttanza riprende quasi il suo valore iniziale.

12 - *Conduttanza e capacità.* — Per quel che riguarda le prove di conduttanza, il capitolato prescriveva, che questa non doveva essere superiore a 13,5 microsiemens per km a 24° centigradi, a 1000 hertz e coll'anima immersa nell'acqua salata. Si eseguirono inoltre

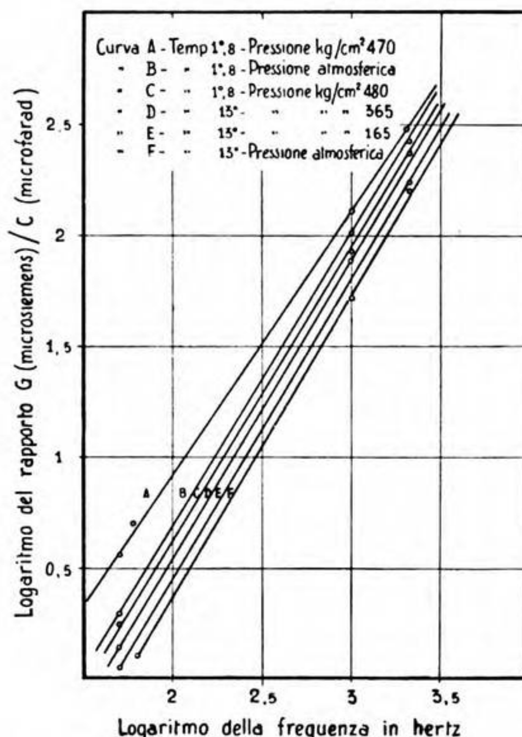


Fig. 6. — Dipendenza del rapporto G/C dalla frequenza, a diverse pressioni e temperature.

prove particolari atte a stabilire il variare della conduttanza col variare della frequenza, della pressione e della temperatura. Nella fig. 5 sono riportati i risultati di alcune di queste prove, dalle quali risulta che la conduttanza aumenta con l'aumentare della frequenza e della pressione e col diminuire della temperatura. Nella fig. 6 è indicato l'analogo modo di variare del rapporto fra conduttanza e capacità.

13. - *Attenuazione.* — Sulla base delle caratteristiche elettriche precedenti e di altre determinate in fabbrica durante la lavorazione

del cavo, si sono potuti ricavare i dati per calcolare la costante di attenuazione delle singole sezioni e determinare così l'attenuazione totale, che costituisce il dato essenziale di garanzia imposto al costruttore.

Nel valore di attenuazione di un cavo sottomarino di questo tipo hanno grande importanza tutte le caratteristiche elettriche, come si vede dall'esame della formula che dà con buona approssimazione l'attenuazione totale $\beta\, l$ in un cavo caricato:

$$\beta\, l = \frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2}\sqrt{\frac{L}{C}}$$

dove R, L, G, C indicano rispettivamente la resistenza, l'induttanza, la conduttanza e la capacità. Generalmente si ritiene che, nel caso in cui gli apparati di ricezione abbiano impedenze uguali all'impedenza caratteristica della linea e gli approdi e le stazioni dove lavorano i cavi siano esenti da disturbi, il valore di attenuazione accettabile sia di circa 78 decibel per il lavoro a relè e di circa 87 decibel per il lavoro a registratore (*recorder*). La costante di attenuazione β è evidentemente diversa per i singoli tratti del cavo, quali sono rappresentati dalla fig. 1: piuttosto elevata nel tratto non caricato, minore nel tratto con induttanza graduata, ancora minore nel tratto centrale che è il più ricco d'induttanza.

L'attenuazione era stata prevista e calcolata come risulta dalla tabella seguente.

Caratteristiche del conduttore	Lunghezza	Attenuazione	
		per km	totale
400/260	km 537	decibel 0,0525	decibel 28,448
225/42/215	333	0,0258	8,691
225/52/215	1229	0,0207	25,682
Attenuazione dovuta alle riflessioni			1,784
Perdite ai terminali			2,001

Pertanto su una lunghezza totale di 2100 km era prevista una attenuazione totale di 66,606 decibel. I costruttori avevano dato una garanzia totale, a cavo posato, di 71,34 decibel. In seguito alle prove di cui si fa cenno più avanti si è avuto 66,90 decibel.

Da quanto abbiamo detto risulta evidente che l'aggiunta del materiale magnetico, mentre tende a ridurre il primo addendo della espressione di β ora riportata per effetto dell'aumento di L, tende in pari tempo ad accrescerlo per effetto dell'aumento di R dovuto alla crescente resistenza addizionale. Per di più il secondo addendo dell'espressione di β cresce anch'esso al crescere di L. Si ha così che, per piccoli valori della carica, i guadagni superano le perdite e l'attenuazione diminuisce al crescere dell'induttanza, ma, man mano

che la carica aumenta, la resistenza addizionale ha sull'attenuazione un'influenza sempre maggiore e occorre quindi arrestarsi su una soluzione di giusto compromesso.

14. - *Eliminazione dei disturbi alla ricezione.* — E' noto che nella telegrafia sottomarina si adopera la terra come conduttore di ritorno per la batteria di trasmissione; e poichè è facile che in vicinanza degli approdi siano presenti disturbi di origine elettrica, si suole allontanare questa presa di terra per qualche km dalla costa, mediante un conduttore al quale si dà il nome di *terra corta.* L'effettuazione del duplex richiede analogamente una presa di terra, perchè le armature esterne della linea artificiale devono, al pari di quella del cavo, essere messe a terra. Data la delicatezza del bilanciamento, si suole prendere questa terra a una distanza dalla costa maggiore della precedente, e perciò il conduttore che serve per questa presa di terra si chiama *terra lunga.*

Nel nostro cavo la presa di terra corta dalla parte di La Panne è lunga 11,1 km. E poichè il cavo partendo dall'approdo di La Panne attraversa i bassifondi della Manica, la presa di terra lunga si è dovuta protrarre fino a circa 273 km.

Questa presa di terra, come l'analoga posta all'altra estremità del cavo verso Lisbona, presenta una particolarità degna di nota: cioè, prima di saldare l'estremità del conduttore all'armatura del cavo, si è inserita, tra il punto di saldatura ed il conduttore stesso, una resistenza di manganina avente un'impedenza uguale all'impedenza caratteristica, che ha in quel punto il conduttore telegrafico. Con questa disposizione un disturbo avente origine su un punto del cavo trova nella sua propagazione uguale impedenza in ambo i sensi, tanto sul cavo quanto sulla presa di terra, in modo che non ha alcun effetto sull'apparecchio di ricevimento. Il valore della resistenza di manganina è di 430 ohm per la presa di terra dalla parte di La Panne, e di 170 ohm per quella dalla parte di Lisbona. La diversità dei valori delle due resistenze è dovuta al fatto che la presa

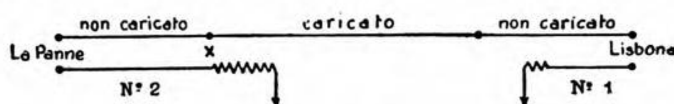


Fig. 7. — Grafico dimostrativo dell'inserimento delle resistenze di manganina nelle terre lunghe.

di terra dalla parte di La Panne essendo lunga 273 km, s'inserisce per quasi 4 km nella sezione di cavo con induttanza graduata, mentre quella di Lisbona, lunga 111 km, si mantiene tutta nella parte senza induttanza.

La fig. 7 mostra in modo evidente in quali punti sono state inserite le due resistenze di manganina. Si dimostra che nel caso ivi indicato col N. 1 (in cui la resistenza viene inserita nella parte di cavo priva di induttanza) il valore da dare alla resistenza di manganina è il modulo dell'impedenza della parte non caricata del cavo. Per il

caso N. 2, tenuto conto che nella sezione graduata, l'induttanza e quindi anche l'impedenza aumentano man mano che si va verso il centro, occorre calcolare convenientemente il valore dell'impedenza da inserire nel punto X; la quale del resto può ridursi anche in questo caso ad una resistenza pura. I risultati di misure fatte durante la posa, sulle quali ritorneremo in seguito, mostrarono l'efficacia dei dispositivi adottati.

15. - *Misure di attenuazione a cavo posato.* — Passate così in rassegna le principali particolarità del cavo e le sue caratteristiche calcolate in precedenza o rilevate durante i collaudi, vediamo ora brevemente i risultati di alcune misure fatte sul cavo posato. Ci fermeremo esclusivamente sulle proprietà particolari di questo tipo di cavo, tralasciando le altre, che esso ha in comune con i cavi senza induttanza.

A cavo posato si sono eseguite, oltre alle prove ordinarie a corrente continua, anche misure di attenuazione a 47 hertz da entrambi gli approdi, con impedenza terminale infinita, per verificare, che il limite massimo di attenuazione, garantito dalla ditta costruttrice, non sia stato superato.

Per misurare le tensioni ricevute si sono usati amplificatori Pernot a due o tre stadi sintonizzati e ad accoppiamento con trasformatore, con un milliamperometro a termocoppia inserito nel se-

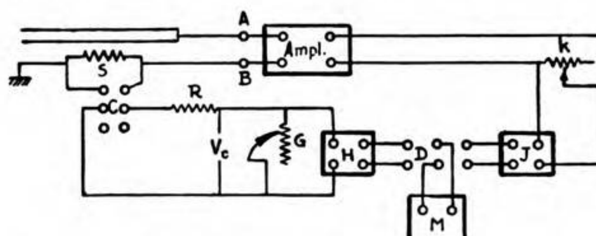


Fig. 8. — Circuito usato per le misure di attenuazione.

condario. La disposizione sperimentale è schematizzata nella fig. 8. La tensione ricevuta è amplificata mediante un amplificatore a tubo elettronico e dopo amplificazione vien letta sul milliamperometro M; J rappresenta una termocoppia con una resistenza in parallelo k nel circuito di uscita dell'amplificatore. Come corrente di taratura si adopera una corrente locale di forma sinusoidale avente una frequenza quasi identica a quella della corrente che si vuol misurare. La tensione di taratura V_c, di circa 1,5 volt (prodotta da una sorgente non segnata in figura), è misurata dalla termocoppia H. Essa viene applicata, per il tramite di una resistenza R variabile fino a 10.000 ohm e di un commutatore C, ai capi di una resistenza S, variabile da 0,1 a 500 ohm, inserita sulla presa di terra, in modo che il cavo viene mantenuto in circuito durante la taratura. In questo modo non occorre conoscere l'impedenza caratteristica del cavo, nè l'impe-

denza alla ricezione. Il commutatore *D* permette di usare lo stesso milliamperometro tanto per la misura della tensione di taratura, quanto per quella della corrente di ricezione.

Mediante il noto fenomeno dei battimenti e facendo agire simultaneamente il segnale in arrivo e quello locale, si regola dapprima la frequenza locale in modo che essa non differisca più del 0,2 % dalla frequenza di trasmissione. Dopo di che si eseguisce la misura,

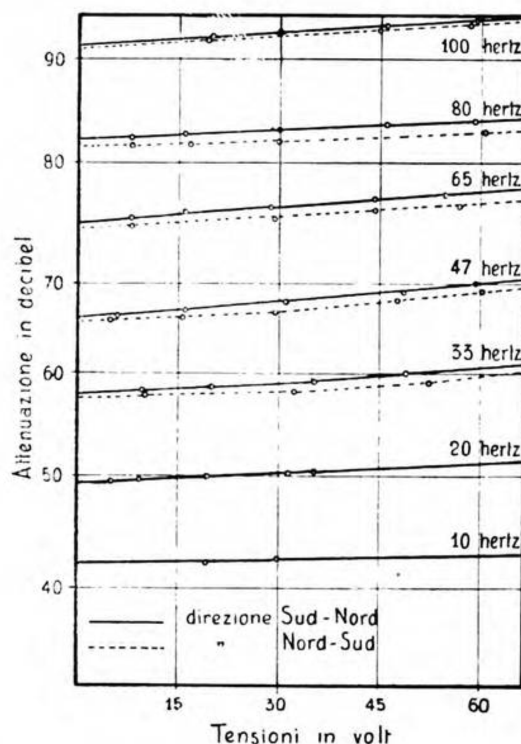


Fig. 9. — Variazione dell'attenuazione totale a varie frequenze in funzione della tensione efficace in partenza.

alternando un segnale in arrivo della durata di un minuto con un segnale prodotto localmente e di eguale durata. Nel primo intervallo il commutatore *C* è aperto e si legge la deviazione del milliamperometro *M*; nel secondo invece il commutatore *C* è chiuso e si varia la resistenza *S* fino ad ottenere una deviazione uguale alla precedente (lasciando il cavo in circuito per tutto il tempo della misura).

E' facile vedere che tra i valori *R* ed *S* delle due resistenze, la tensione di trasmissione V_s, la tensione V_c del generatore locale, la costante di attenuazione β e la lunghezza l del cavo sussiste la re-

lazione :

$$\frac{V_c\, S}{R + S} = 2\, V_s\, e^{-\beta l}.$$

Le misure di attenuazione a 20 e a 10 hertz sono state ripetute anche con un altro metodo, nel quale la corrente in arrivo viene rettificata. I due metodi danno risultati concordi, riportati nei grafici delle fig. 9, 10, 11; dai quali si rileva come variano l'attenuazione alle diverse frequenze in funzione della tensione di trasmissione, l'attenuazione in funzione della frequenza per una data tensione, ed

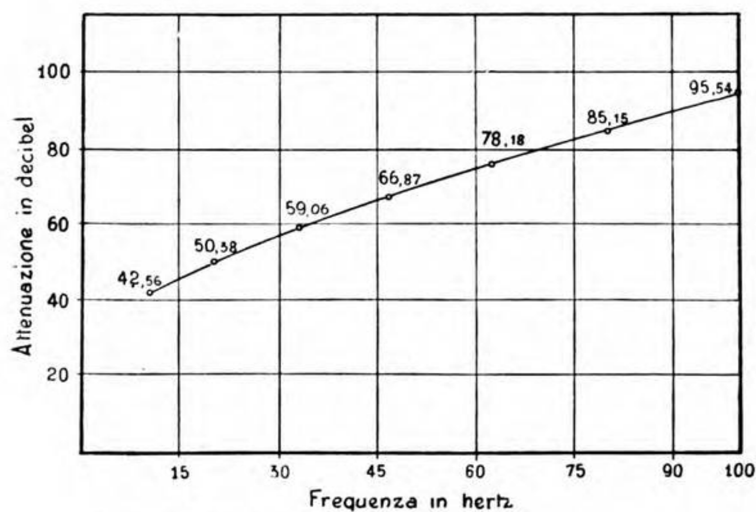


Fig. 10. — Variazione dell'attenuazione con la frequenza a tensione costante 30 V.

infine la tensione in arrivo in funzione della tensione di trasmissione per diverse frequenze.

Fra le varie cause di attenuazione è interessante considerare quella dovuta alle perdite ai terminali del cavo; infatti la corrente all'entrata del cavo ha un valore relativamente elevato e ad esso corrisponde un più alto valore di permeabilità del materiale ferromagnetico, là dove il cavo comincia ad essere caricato. A sua volta l'aumento di permeabilità fa aumentare la resistenza addizionale e a questo aumento corrisponde necessariamente un aumento dell'attenuazione. Il grafico della fig. 12 dà appunto il valore delle perdite terminali in funzione della frequenza.

16. - *Misura del tempo di propagazione.* — Per la misura del tempo di propagazione venne usato un metodo della « Telegraph Construction and Maintenance Co. » che ha costruito e posato il cavo.

In base a questo metodo il tempo di propagazione fra A e B è misurato inviando un segnale da A a B e in seguito un segnale identico da B ad A. Entrambi i segnali vengono registrati tanto in A quanto in B per mezzo di un sistema, con cui si ottiene contemporaneamente anche una registrazione di tempi.

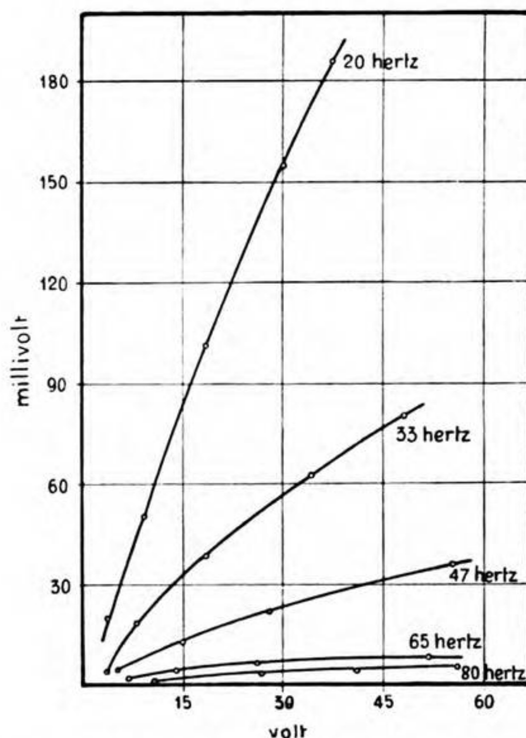


Fig. 11. — Tensione in arrivo in funzione della tensione di trasmissione a diverse frequenze.

Se A dà origine al primo segnale e B al secondo, e se chiamiamo con t_1 il tempo che trascorre in A fra la propria trasmissione e la ricezione della risposta da B, e con t_2 il tempo che trascorre in B fra il ricevimento del segnale di A e la propria trasmissione, avremo evidentemente che :

$$2\,T = t_1 - t_2\ ,$$

ove T è il tempo di propagazione.

Per ottenere ciò, si è fatto uso tanto a S. Amaro quanto a La Panne del circuito indicato dalla fig. 13, ove G è un distributore a

segmenti che permette di dare impulsi invertiti ed è comandato da un motore fonico, il quale è a sua volta controllato dallo stesso elet-

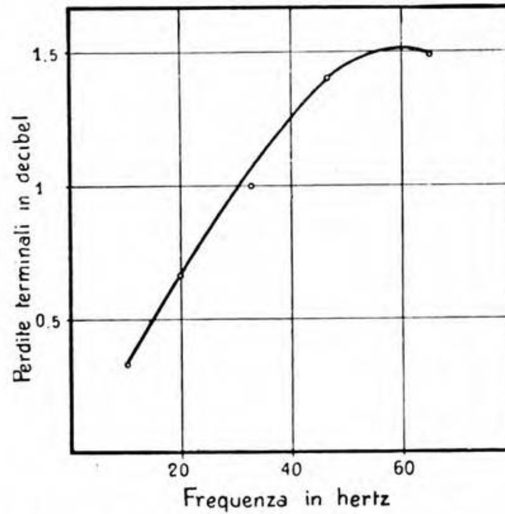


Fig. 12. — Perdite terminali in funzione della frequenza.

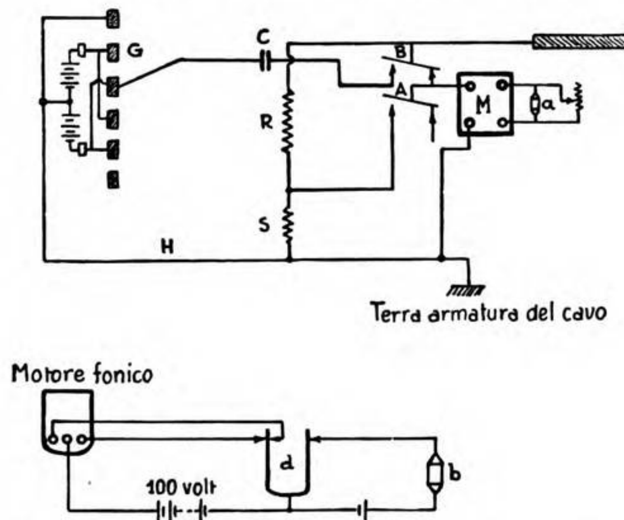


Fig. 13. — Circuito per la misura del tempo di propagazione.

trodiapason *d* visibile in figura, che provvede a segnare anche i tempi; *C* è un condensatore che serve all'eliminazione della parte

transitoria dell'impulso. *A* e *B* sono due chiavi che permettono d'inserire il circuito di trasmissione ovvero quello di ricezione sul cavo e di captare, attraverso le resistenze *R* ed *S*, parte della corrente di trasmissione per portarla sull'amplificatore sintonizzato *M*. La chiave *A* nel circuito della figura è nella posizione di ricevimento. Per la registrazione dei segnali e per quella dei tempi viene usato un apparecchio a due bobine, utilizzando la bobina *a* per i segnali e quella *b* per i tempi.

Evidentemente tanto la misura del tempo quanto il comando dei segnali devono dipendere dallo stesso elettrodiapason per evitare errori derivanti dalla mancanza di sincronismo.

Per trasmettere o per ricevere un segnale le chiavi *A* e *B* vengono tenute chiuse da un lato o dall'altro per un tempo sufficiente, affinchè un treno di impulsi invertiti venga trasmesso e registrato.

La frequenza tanto a La Panne quanto a S. Amaro veniva regolata nel modo più accurato possibile e la eventuale differenza di sincronismo esistente fra gli elettrodiapason delle due stazioni veniva rivelata mediante l'invio, da un terminale all'altro, di due segnali separati da 10 secondi; il rapporto delle due misure di questo stesso intervallo, fatte tanto a La Panne quanto a S. Amaro, veniva utilizzato per riportare le misure di S. Amaro in concordanza con quelle di La Panne. La discordanza non è stata mai superiore a 0,3 %, ciò che darebbe una differenza di $0^s,0006$ nel tempo di propagazione misurato alle due stazioni. Si facevano sempre doppie serie di misure, le stazioni di S. Amaro e di La Panne scambiandosi nella trasmissione.

La concordanza fra le misure di ciascuna serie e fra i gruppi delle due serie indica che i valori medi si possono ritenere esatti fino al millesimo di secondo, come è ben dimostrato dalla tabella seguente. Le variazioni del tempo in funzione della tensione, fino a 30 volt, sono molto inferiori al valore sopra ricordato; si è potuto quindi non tenerne conto.

Frequenza	Tensione di trasmissione	Capacità del condensatore	Stazione di origine	Tempo di propagazione
Hz 33	V 30	μF 10	S. Amaro	sec 0,1995
33	30	10	La Panne	0,198
33	10	10	S. Amaro	0,1985
33	10	10	S. Amaro	0,1985
33	10	10	La Panne	0,198
20	10	10	S. Amaro	0,204
20	10	10	La Panne	0,204
20	10	10	S. Amaro	0,2045
20	10	10	La Panne	0,2045
10	10	20	S. Amaro	0,221
10	10	20	La Panne	0,220

Medie:

Frequenza	Tempo di propagazione
Hz 33	sec 0,198
20	0,204
10	0,220

Come si vedrà in seguito il cavo permette di lavorare con una velocità di 2000 lettere per minuto. A questa velocità sono circa 25 i segnali, che in un dato istante si inseguono nel cavo senza disturbarsi a vicenda.

Secondo i dati di collaudo in fabbrica, l'induttanza totale del cavo sarebbe di circa 145 H e la capacità di circa 0,000390 F, così che, se si potesse applicare la formula semplificata $T = \sqrt{L\,C}$, si calcolerebbe un tempo di propagazione di circa 0",238.

17. - *Prove di velocità di trasmissione.* — Per le prove di velocità di trasmissione (da non confondersi, evidentemente, con la velocità di propagazione cui si riferisce il paragrafo precedente) la

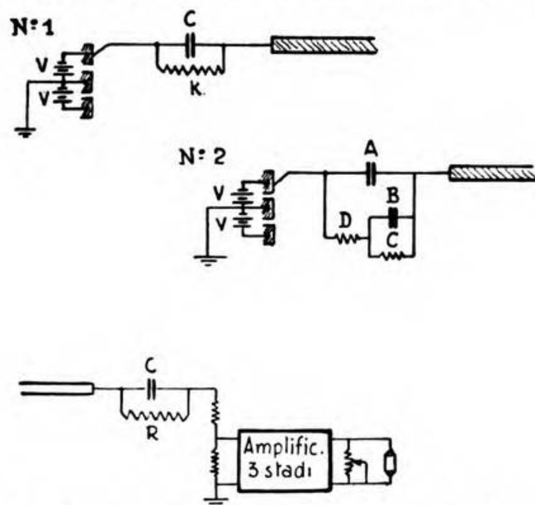


Fig. 14. — Circuiti di trasmissione (N. 1 e N. 2) e di ricezione per le misure di velocità.

stazione trasmittente era S. Amaro; La Panne riceveva a mezzo di un apparato scrivente ad alta velocità, senza vibratore. I segnali venivano amplificati con un amplificatore a tre stadi con accoppiamento a resistenza e capacità (fig. 14). Siccome il trasmettitore ad alta velocità di cui disponeva Lisbona non dava le elevate velocità richieste, si utilizzò un distributore a 30 segmenti convenientemente adattato per inviare un breve messaggio di prova.

All'inizio delle prove di velocità vennero trasmessi da Lisbona segni positivi e negativi a 4000 e 6000 baud (33 e 50 hertz), i quali

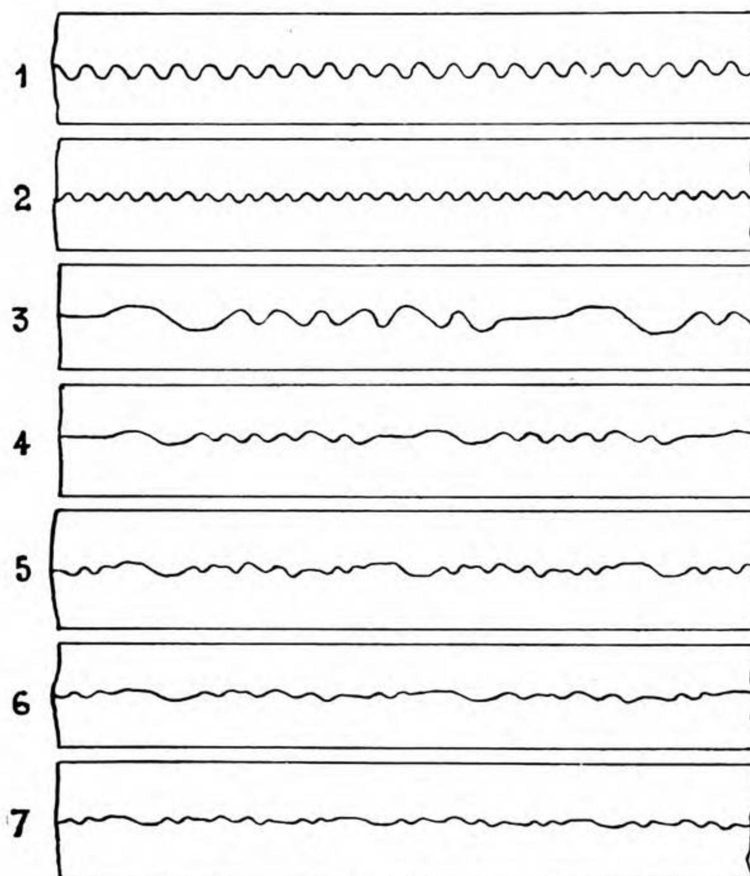


Fig. 15. — Segnali registrati in arrivo a diverse velocità di trasmissione:

1 - serie di punti e linee — 4000 baud
2 - » » » » » — 6000 »
3 - segnale *s o r k l y* — 4000 »
4 - » » — 6000 »
5 - » *c h o r l y* — 7000 »
6 - » » — 8000 »
7 - » » — 9000 » .

furono registrati a La Panne usando come conduttore di ritorno tanto la terra corta, quanto la terra lunga. I grafici di registrazione (di cui si riportano alcuni esempi nella fig. 15) mostrarono che fino a

velocità di 6000 baud si può usare ancora il circuito N. 1 di fig. 14 ottenendo segnali leggibili (grafici 1, 2, 3, 4 di fig. 15). Per velocità superiori (grafici 5, 6, 7 di fig. 15) occorre passare allo schema N. 2 di fig. 14. Fino alla velocità di 6000 baud si trasmettevano successivamente le lettere *s, o, r, k, l, y;* ma a 7000 baud questa successione si trovò poco conveniente, perchè non permetteva di vedere chiaramente quale elemento del sistema doveva essere meglio regolato. Dopo aver provato altre successioni di lettere si scelse la seguente, che si dimostrò soddisfacente : *c, h, o, r, l, y* (grafico 5).

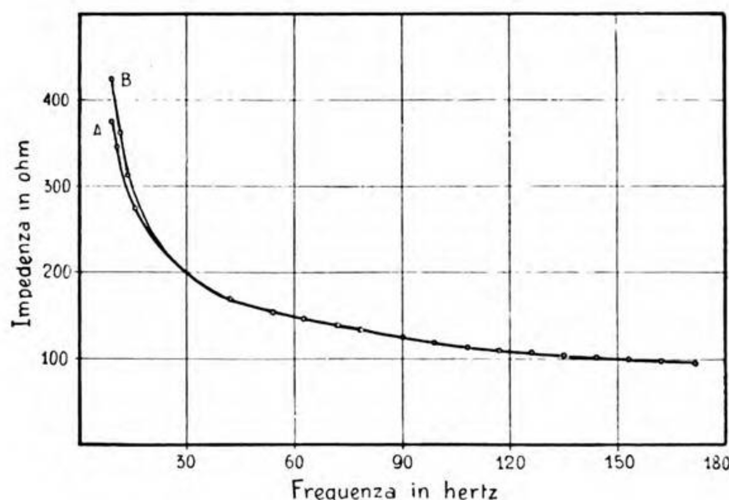


Fig. 16. — Impedenza del cavo (*A*) e della terra lunga (*B*) in funzione della frequenza.

Alla velocità di 7000 baud i segnali si dimostrarono buoni anche per il lavoro a relè, mentre con gli apparati scriventi furono ottenuti segnali leggibili anche a 8000 baud (grafico 6). Tale velocità si può considerare prossima al limite, perchè il primo punto della lettera *l* è già molto debole; e scompare poi addirittura nel grafico 7 ottenuto trasmettendo con velocità di 9000 baud.

In conclusione si può dire, che alla velocità di 7000 baud si ottengono segnali buoni per relé e a 8000 baud segnali buoni per apparati scriventi; probabilmente, usando particolari artifici, si potrà giungere ad ottenere segnali buoni anche verso 10.000 baud.

Nella seguente tabella si riportano alcuni dati relativi ai circuiti di trasmissione e di ricezione, con i quali si sono ottenuti i grafici della fig. 15.

Grafico	Velocità	Dati sul circuito di trasmissione N. 1			Dati sul circuito di ricezione	
		Tensione	Capacità C	Resistenza R	Capacità C	Resistenza R
1	baud 4000	V 20	μF 10	Ω $50 \cdot 10^3$	μF 12	Ω $40 \cdot 10^3$
2	6000	20	10	$50 \cdot 10^3$	12	$40 \cdot 10^3$
3	4000	20	10	$50 \cdot 10^3$	35	$40 \cdot 10^3$
4	6000	40	10	$40 \cdot 20^3$	5	$15 \cdot 10^3$

Grafico	Velocità	Dati sul circuito di trasmissione N. 2					Dati sul circuito di ricezione	
		Tensione	Capacità		Resistenza		Capacità	Resistenza
			A	B	C	D	C	R
5	baud 7000	V 60	μF 2	μF 2	Ω $30 \cdot 10^3$	Ω $5 \cdot 10^3$	μF 1,5	Ω $30 \cdot 10^3$
6	8000	60	1,5	1,5	$30 \cdot 10^3$	$5 \cdot 10^3$	1,5	$30 \cdot 10^3$
7	9000	60	1	1	$30 \cdot 10^3$	$5 \cdot 10^3$	0,9	$25 \cdot 10^3$

18. - *Impedenze del cavo e della terra lunga.* — Le impedenze del cavo e della terra lunga a diverse frequenze si sono misurate a La Panne mediante un ponte per impedenze. Si usa un galvanometro a vibrazione e la corrente di misura si ottiene filtrando gli impulsi a forma rettangolare inviati tanto sul cavo quanto sulla presa di terra lunga. I valori delle impedenze sono rappresentati nel grafico della fig. 16, mentre nella seguente tabella si riportano i moduli e gli argomenti in gradi (questi ultimi tutti di valore negativo).

Frequenza	Cavo		Terra lunga	
	Modulo	Angolo negativo	Modulo	Angolo negativo
Hz 10,0	377	48,2	423	46,0
20,0	254	44,8	261	46,2
30,0	206,7	41,2	206,6	41,9
40,0	181,7	38,7	181,2	39,0
50,0	166,4	37,2	165,9	37,25
60,0	155,3	36,3	154,9	36,25
69,0	147,1	35,75	146,8	35,6
80,0	138,5	35,45	138,4	35,3
90,0	131,5	34,85	131,5	34,7
100,0	125	34,55	125,6	34,5

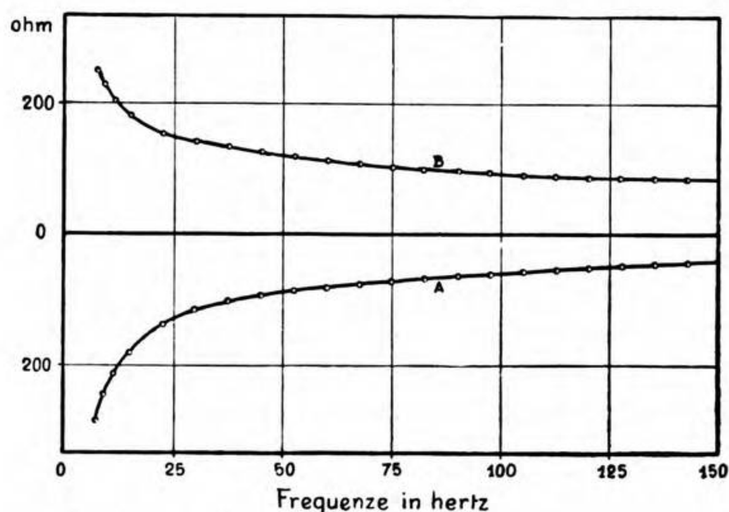


Fig. 17. — Variazione della reattanza (*A*) e della resistenza (*B*) del cavo in funzione della frequenza.

E' interessante notare come la terra lunga si comporti, per frequenze comprese tra 80 e 100 hertz, in modo quasi perfettamente analogo al cavo.

Nella fig. 17 si riportano le curve che danno la reattanza e la resistenza per le varie frequenze (7).

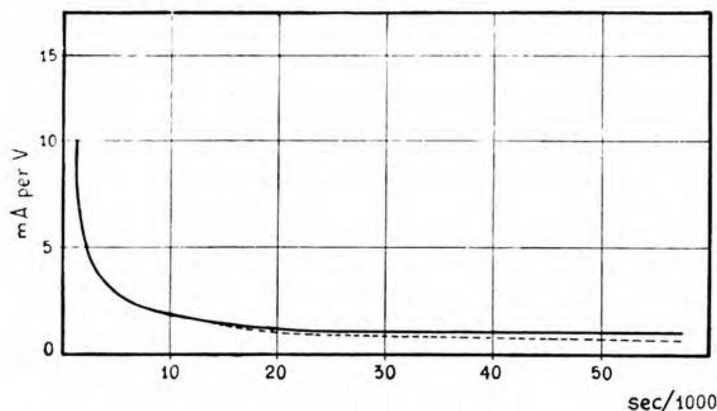


Fig. 18. — Variazione della corrente che entra nel cavo (linea a tratti) e nella terra lunga (linea continua) sotto tensione continua e con interposizione di una resistenza di 21 ohm.

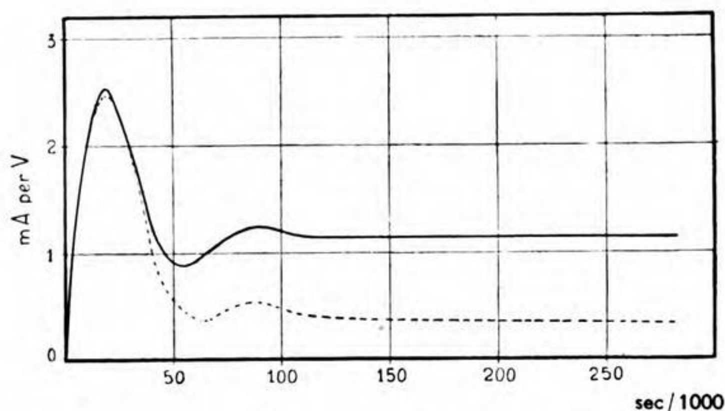


Fig. 19. — Variazione della corrente che entra nel cavo (linea a tratti) e nella terra lunga (linea continua) sotto tensione costante e con interposizione in serie di una resistenza di 30 ohm e di un'induttanza di 2,5 henry.

19. - *Confronto tra il comportamento del cavo e della terra lunga.* — E' importante studiare il fenomeno transitorio che si produce attaccando all'origine del cavo una sorgente di f.e.m. costante

(7) Non si sono raccolti dati sistematici sulla dipendenza del valore delle componenti dell'impedenza dall'ampiezza della tensione applicata.

e verificare se il diagramma della corrente in funzione del tempo è il medesimo per il cavo e per la terra lunga durante un intervallo di tempo sufficiente a partire dall'inizio del fenomeno.

Per le prove di questo genere si è usato un oscillografo tipo Duddell a tre elementi, della « Cambridge Instrument Co. », col tamburo azionato da un motore fonico per ottenere velocità costanti. La scala dei tempi viene tarata mediante impulsi della durata di 1/20 di secondo derivati da un elettrodiapason. Nella fig. 18 si riportano le variazioni della corrente che entra nel cavo e nella terra lunga, in funzione del tempo, ottenute usando un circuito della resistenza di 21 ohm in serie col cavo o con la terra lunga. Nella fig. 19 sono rappresentate le analoghe variazioni, ottenute ponendo in serie col cavo e con la terra lunga una resistenza di 30 ohm ed un'induttanza di 2,5 henry.

Si noti la coincidenza, in entrambe le figure, tra il primo tratto del grafico relativo al cavo e quello della terra lunga; cioè un'ulteriore riprova della buona equivalenza fra il cavo e la terra lunga, già più volte rilevata.

20. - *Misura e registrazione dei disturbi di interferenza durante la posa del cavo.* — Scopo delle speciali registrazioni eseguite durante la posa, e che, per quanto ci risulta, sono le prime del genere, era quello di rilevare, dal terminale di La Panne, i disturbi a frequenza telegrafica captati dal cavo, accertarne la natura, l'intensità e le variazioni specialmente diurne, ed osservare l'attenuazione che

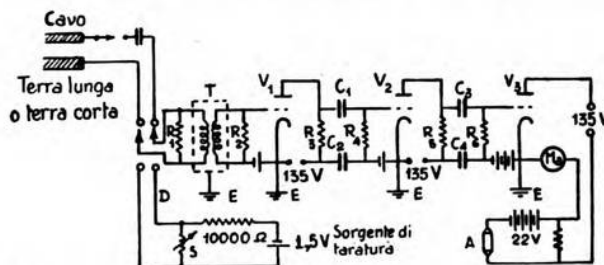


Fig. 20. — Circuito per la misura e la registrazione dei disturbi durante la posa del cavo.

essi subivano con l'impiego della terra lunga terminata con la resistenza di manganina. Fra l'altro le misure permettevano, qualora si fossero notati durante la posa disturbi capaci di mettere in pericolo il buon funzionamento futuro del cavo, di localizzarne l'origine, grazie ad un'opportuna successione di prove a breve intervallo di tempo una dall'altra.

Il circuito adoperato è mostrato nella fig. 20: si tratta di un amplificatore a tre stadi ad accoppiamento a resistenza e capacità; sulla griglia del primo tubo si trova il secondario di un trasformatore, il cui primario è collegato, attraverso ad un commutatore, al cavo ovvero ad un circuito di taratura.

Durante la posa vengono fatte continuamente misure da bordo, per verificare il comportamento elettrico del cavo; evidentemente,

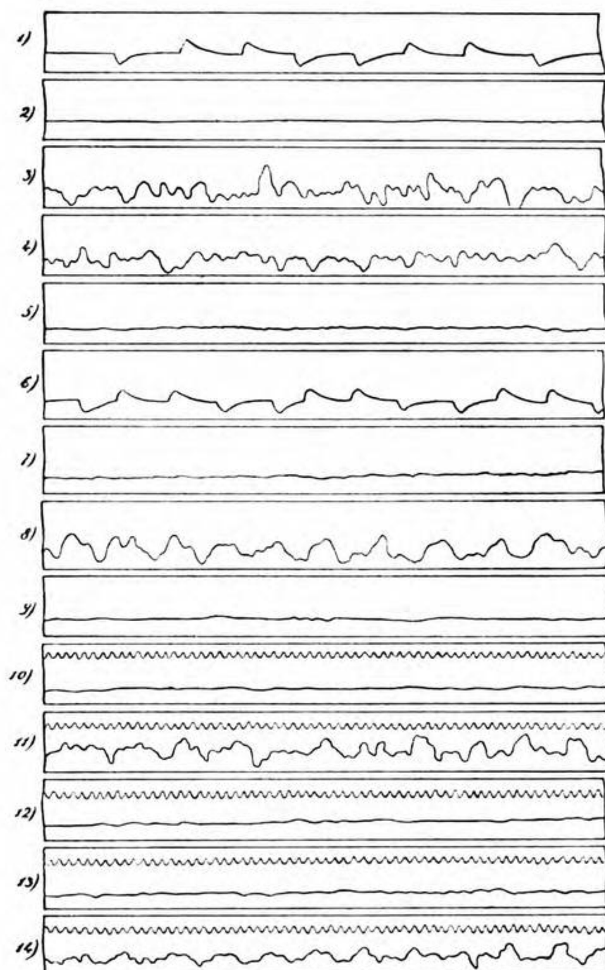


Fig. 21. — Disturbi registrati durante la posa del cavo:

1, 6 - tarature mediante impulsi invertiti, con 3 mV
2 - interferenza (trascurabile) sul cavo sotterraneo di collegamento
3, 4, 8, 11, 14 - interferenze registrate usando la terra corta
5, 7, 9, 10, 12, 13 - interferenze registrate usando la terra lunga.

(Le lunghezze di cavo posato, a cui si riferiscono i grafici, vanno man mano crescendo; il grafico 3 è stato ottenuto con 278 km di cavo posato, il grafico 10 con 667 km).

mentre si fanno queste misure, poichè il conduttore si trova già in comunicazione con una batteria, non è possibile osservare i disturbi captati dal cavo; per poter far ciò, si stabilì di eseguire le registrazioni dei disturbi per due minuti ogni due ore, quando la nave, dopo aver controllato l'isolamento del cavo con una polarità, si accinge ad inserire l'altra polarità. L'esecuzione delle manovre, che si compiono a bordo, viene subito rilevata a terra grazie alle indicazioni del milliamperometro *Ma*. Durante i due minuti riservati a queste esperienze, l'amplificatore aziona una delle due bobine di un apparato scrivente a doppia bobina; l'effetto della corrente anodica del tubo sulla bobina stessa (indicata con *A* in fig. 20) si compensa, come mostra lo schema, mediante una batteria di 22 volt. Per la taratura si usa una tensione di circa 3 mV ottenuta da una pila a secco, attraverso un circuito contenente la resistenza *S* di 20 ohm. La taratura rimane costante durante la prova; l'ampiezza dell'oscillazione registrata dalla zona dà già un'idea dell'entità del disturbo.

Fra le moltissime registrazioni fatte sono degne di nota le seguenti, riportate nella fig. 21. La registrazione 2 si riferisce ad un tratto di cavo sotterraneo, che dal casotto di approdo di La Panne, attraversando in direzione perpendicolare le rotaie di una linea tranviaria, va alla stazione cablografica: essa mostra che nessuna interferenza attribuibile alla linea è captata dal cavo. E si noti che l'apparato scrivente è capace di rivelare, con l'amplificazione descritta, interferenze dell'ordine di 1 mV: siccome nel cavo si possono trasmettere in simplex fino a 2000 lettere per minuto con un'attenuazione di circa 81,6 decibel, il che con una tensione di trasmissione di 60 volt dà alla ricezione circa 9 mV a circuito aperto, si può concludere che era possibile rivelare e registrare qualunque interferenza capace di disturbare il lavoro telegrafico.

In generale tutte le prove eseguite hanno dimostrato che una grande quantità di disturbi a bassa frequenza viene captata tra il cavo e la presa di terra corta (13,2 km); tali disturbi raggiungevano un'ampiezza di 4 mV per le componenti di frequenza intorno a 10 hertz, 2 mV a 20 hertz, 0,5 mV a 40 hertz. Con l'impiego della terra lunga si è ottenuto l'effetto di ridurre queste interferenze a valori di 1 mV a 10 hertz, 0,5 mV a 20 hertz e a valori trascurabili e non misurabili con esattezza a frequenze maggiori. L'interferenza, che è rimasta ancora presente per valori più bassi della frequenza, non nuoce al buon andamento del lavoro, potendo questi disturbi essere facilmente eliminati dagli apparecchi di ricezione. Un saggio dei disturbi è dato dai grafici della fig. 21; il grafico 1 e quello 6 si riferiscono a prove di taratura (si sono adoperati 3 mV), gli altri sono registrazioni di disturbi con collegamento sia alla terra corta, sia a quella lunga, per lunghezze di cavo posato man mano crescenti. Aumentando queste lunghezze, aumentavano, come è naturale, i disturbi captati; essi raggiungono di regola un massimo nelle prime ore pomeridiane e sono minori di notte e al mattino.

Usando come immediato conduttore di ritorno l'armatura del cavo, i disturbi presentano un'intensità ancora più notevole di quelli che si hanno usando la terra corta.

21. - *Conclusione.* — Il cavo S. Amaro - La Panne (1930) è l'ultimo posato fra i cavi telegrafici parzialmente caricati. Sembrava che dovesse essere seguito da altri, ma la crisi mondiale arrestò al cavo italiano le pratiche attuazioni della tecnica in fatto di costruzione di cavi.

Per questo abbiamo ritenuto utile richiamare l'attenzione sulle particolari circostanze, che hanno caratterizzato le esperienze compiute, e sui risultati che si sono conseguiti.

Dal 1930 ad oggi, nei laboratori della « Telegraph Construction and Maintenance Co. », della « International Telegraph and Telephone Corporation », della « Norddeutsche Seekabelwerke (Felten & Guillaume) » sono continuati gli studi e le ricerche sperimentali, e le domande di brevetto si sono seguite numerose per svariatissimi dispositivi e procedimenti; tanto numerose e tanto svariate che di frequente i ritrovati di una fabbrica segnano indirizzi in relativo contrasto con quelli proposti dall'altra. Non riteniamo sia il caso di tentare ora giudizi o esprimere opinioni : la natura e gli scopi delle descrizioni, che vengono presentate per l'ottenimento dei brevetti, non consentono di dedurre da un esame di esse, in quali speciali condizioni l'uno o l'altro inventore possa aver ragione o torto. Solo la paziente pratica costruttiva e la costosa attuazione industriale potranno permettere di formulare un giudizio fondato. A questo proposito ciò che abbiamo esposto, parlando del cavo S. Amaro - La Panne, sulla necessità di eseguire continue accurate indagini sperimentali prima di passare ai progetti definitivi e, più tardi, durante i lavori, ci sembra dimostri ancora una volta, quanto sia necessario ed attuale, anche per gli audaci ingegneri di questo ventesimo secolo tormentato e veloce, il « provando e riprovando » della tradizione scientifica italiana.

-- LETTERE AL DIRETTORE --

Resistenze negative di tubi elettronici.

Nell'intento di contribuire ad evitare che « l'uso del tubo elettronico nel campo delle misure elettriche possa essere paragonato con l'impiego di un metro di gomma elastica nelle misure di lunghezza », mi permetto inviare la presente lettera che riguarda alcune osservazioni sulle resistenze negative, in relazione all'articolo dell'ing. Pinciroli: « Resistenze negative di tubi elettronici e loro misura » (A. F., 1934, III, p. 5).

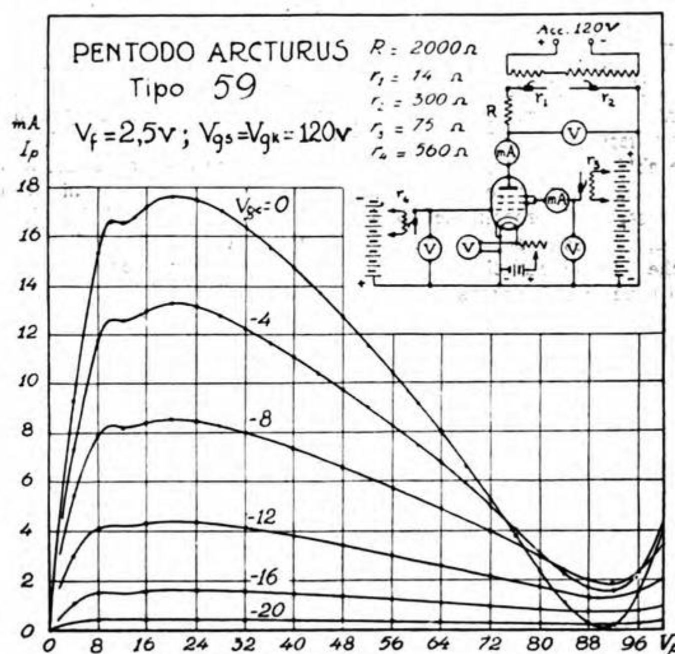


Fig. 1. — Caratteristiche del pentodo 59 Arcturus.

L'articolo suddetto ha destato in me notevole interesse, anche perchè è in corso di preparazione nel mio laboratorio un oscillatore dinatron modulato. Perciò mi sono accinto a tracciare le caratteristiche del pentodo tipo 89 riportate nella nota citata. Ho constatato,

che il modello da me sperimentato (Radiotron) presenta caratteristiche completamente diverse da quelle tracciate dall'ing. Pinciroli, in ispecie per la mancanza quasi completa del tratto di caratteristica a pendenza negativa, sostituito da un tratto all'incirca orizzontale. Non essendo in mio possesso pentodi del tipo 89 costruiti da altre case, sono stati presi in esame tre modelli di pentodi del tipo 58 rispettivamente delle case F.I.V.R.E., Radiotron e Arcturus.

I tre modelli, che, impiegati nella maniera abituale, presentano caratteristiche quasi identiche, hanno dato risultati grandemente diversi, nel tratto riguardante i valori ridotti di tensione anodica, allorchè venivano usati con la griglia schermo collegata alla griglia catodica. Precisamente, mentre i modelli F.I.V.R.E. e Radiotron si comportano come il pentodo tipo 89, cioè presentano una caratteristica pressochè priva del tratto a pendenza negativa, il modello Arcturus ha la normale caratteristica con il tratto a pendenza negativa. Per $V_{gc} = 0$ *e* $V_{gs} = V_{gk} = 120$ *volt, la resistenza differenziale negativa minima è dell'ordine di 10.000 ohm.*

E' da ritenere, che tale diverso comportamento sia dovuto allo stato della superficie della placca, sorgente degli elettroni secondari. Infatti, mentre i modelli sperimentati, costruiti dalla F.I.V.R.E. e dalla Radiotron, hanno la placca carbonizzata, per cui il lavoro di estrazione degli elettroni risulta notevolmente aumentato, il modello costruito dalla Arcturus ha la placca semplicemente sabbiata. Perciò, allorchè ci si riferisce a tali fenomeni, non è più sufficiente indicare il modello di tubo elettronico impiegato, ma occorre anche precisare la marca del tubo o meglio il metallo di cui è formata la placca e il suo stato superficiale.

Ho voluto poi tracciare le caratteristiche del pentodo 59 Arcturus, che ha pure esso sullo zoccolo altrettanti piedini separati, quanti sono gli elettrodi. Le caratteristiche sono riportate in fig. 1. Nella seguente tabella sono poi indicati i valori della resistenza negativa calcolati per un potenziale di placca di 75 volt, in corrispondenza del quale la resistenza negativa assume il minimo valore, e per un potenziale di placca di 55 volt, che corrisponde al punto centrale del tratto di caratteristica discendente.

	$V_g = 0$	$V_g = -4$	$V_g = -8$	$V_g = -12$	$V_g = -16$	$V_g = -20$
$V_p = 75$ V . .	2600 Ω	3800 Ω	7000 Ω	15.000 Ω	50.000 Ω	250.000 Ω
$V_p = 55$ V . .	3500 Ω	5300 Ω	10.000 Ω	20.000 Ω	85.000 Ω	400.000 Ω

Nella fig. 2, è fatto il confronto di questi risultati con quelli ottenuti dall'ing. Pinciroli; si può notare come con il pentodo tipo 59 si possa ottenere una resistenza negativa minima di 2600 ohm, cioè notevolmente minore di quella ottenuta con il pentodo tipo 89 (5000 ohm).

La più rapida variazione del valore della resistenza negativa al variare del potenziale della griglia controllo è dovuta alla maggiore fittezza che questa ha nel pentodo 59. Ne segue un più elevato coefficiente di amplificazione ed un minore potenziale di interdizione. Per altro, per passare da 2600 ohm a 100.000 ohm, si deve variare il potenziale della griglia controllo di oltre 18 volt.

E' infine da ricordare che il rilievo delle caratteristiche del pentodo 59 per le tensioni più basse della griglia controllo ($V_{gc} = 0$ *e* -4 *volt),*

si presentava impossibile senza l'inserzione della resistenza antinduttiva R (vedi schema in fig. 1). Senza tale resistenza (∼ 2000 ohm) la caratteristica tracciata presenta numerose gobbe ed avvallamenti, che non si ritrovano nelle medesime posizioni se si traccia nuovamente la caratteristica per tensioni di placca decrescenti, anzichè crescenti. Inoltre, ripetendo l'esperienza, le insenature si ritrovano in posizioni sempre diverse. Inserendo invece la resistenza R, la caratteristica di-

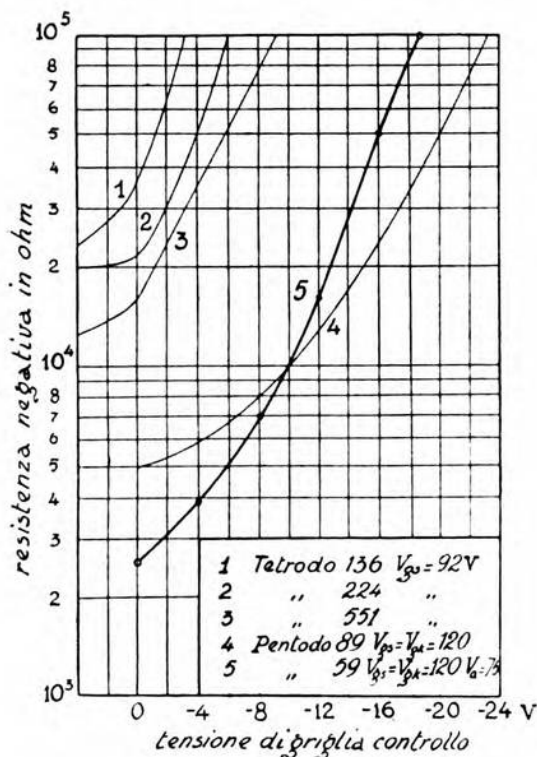


Fig. 2. — Variazione della resistenza negativa di tetrodi e pentodi di vario tipo, in funzione della tensione di griglia controllo.

viene stabile e reversibile. E' da ritenere che il regime di instabilità, riscontrato allorchè manca la resistenza antinduttiva R, sia dovuto all'innescarsi di oscillazioni nelle spirali delle resistenze potenziometriche anodiche r_1 ed r_2. La cosa è possibile dati i valori molto bassi raggiunti per la resistenza negativa; ciò è anche confermato dal fatto, che tale instabilità è stata riscontrata solo per le due prime curve.

Fermo, giugno 1934-XII. GIUSEPPE DILDA.

R. Istituto Tecnico Industriale Nazionale.

-- -- -- RECENSIONI -- -- --

DISTURBI E FENOMENI PERTURBATORI.

H. Viehmann — **Disturbi di ricezione causati dai dispositivi di accensione di motori a scoppio.** (H. F. Techn. u. El. Ak., marzo 1934, XLIII, 3, pag. 85-87, con 7 fig.).

Sono state da tempo ricercate le cause dei disturbi arrecati dai dispositivi di accensione dei motori a scoppio alle radioricezioni, ed è stato notato che tali disturbi divengono addirittura intollerabili nella gamma delle onde corte. Sono invece rimaste finora dubbie le cause di disturbi talvolta osservati con le onde lunghe, ad evitare i quali si era proposto di schermare tutto l'impianto di accensione. Ciò però apporta un notevole dispendio e soprattutto un aumento di peso, molto inopportuno nel caso di motori di aereomezzi. L'A svolge pertanto una ricerca sulle cause di tali disturbi, concludendo che esse risiedono in determinate condizioni casuali di funzionamento del motore.

Allo scopo, egli ha rilevato oscillograficamente l'andamento della tensione ai morsetti di una candela normale di motore, deducendo le seguenti conclusioni:

1°) Se l'accensione della miscela combustibile è perfettamente tempestiva, sorgono, all'atto dell'accensione, un'oscillazione di frequenza incidente nella zona delle onde corte, ed all'atto dello spegnimento un'oscillazione fortemente smorzata, la cui frequenza può variare da 1 a 15 kHz: elevate armoniche di tale oscillazione possono perciò talora determinare deboli disturbi alle radioricezioni nella gamma delle onde lunghe.

2°) Il ritardo o l'anticipo dell'accensione, come pure l'eccessiva lunghezza dello spazio esplosivo della candela, possono determinare notevoli complicazioni nel fenomeno della scarica. Si possono cioè verificare successive accensioni frazionate, intervalli di tempo in cui la scarica ha il comportamento di un arco, ed intervalli in cui essa ha il carattere di una scarica a luminescenza. Ad ogni accensione frazionata si costituisce un treno d'onde la cui frequenza è compresa fra 2000 e 100.000 kHz, mentre la frequenza dei treni d'onde può variare da 100 a 1000 kHz, invadendo così il campo delle onde medie.

3°) I distributori a scintilla, usati nei motori di aereoplani, determinano a loro volta frequenti interruzioni e riprese nel processo di scarica, con conseguente formazione di treni di oscillazioni a frequenza altissima, le cui frequenze di gruppo possono risultare dell'ordine di 700 kHz.

M. S.

LINEE E CONDUTTURE.

G. Pession — **Il nuovo collegamento telefonico Italia-Sardegna.** (El. Comm., ottobre 1933, XII, 2, pag. 76-85, con 13 fig. e 3 tab.).

C. Tonini, R. L. Hughes e K. E. Latimer — **La riduzione delle irregolarità d'impedenza nei circuiti in cavo sottomarino, per mezzo dell'allocazione.** (El. Comm., gennaio 1934, XII, 3, pag. 205-221, con 16 fig.).

Il cavo telefonico Continente-Sardegna è del tipo krarupizzato a un conduttore, con conduttore concentrico di ritorno, analogo al cavo originale Key West - Havana. La sua lunghezza è di 146 miglia nautiche, pari a circa 270 km (1). In un precedente articolo (2) sono state già date tutte le caratteristiche meccaniche ed elettriche delle sue singole sezioni.

L'anima del cavo è stata fabbricata in lunghezze di 1 miglio nautico nella fabbrica della Società Italiana Pirelli alla Bicocca a Milano; essa è stata quindi spedita alla fabbrica della Spezia dove si è applicato il conduttore di ritorno in rame.

Uno speciale studio, di cui verrà detto in seguito, è stato eseguito sulla più adeguata distribuzione da dare alle singole bobine di

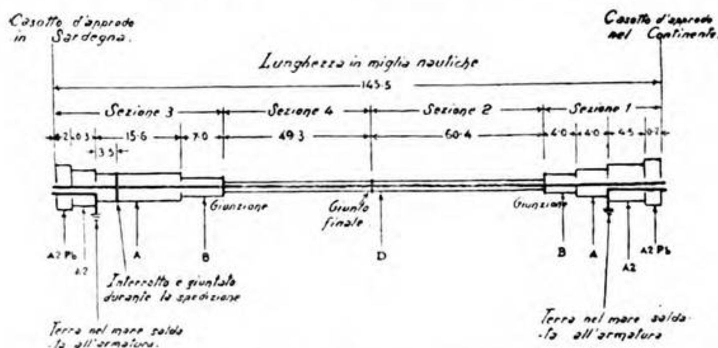


Fig. 1. — Posizioni dei giunti, lunghezze e tipi di cavo dei singoli tronchi del collegamento.

cavo, allo scopo di ottenere una curva di impedenza la più regolare possibile. Completato detto studio, le diverse bobine sono state rivestite e giuntate fra loro nelle lunghezze indicate nella fig. 1, e ciascuna di queste lunghezze è stata armata, con armatura continua. Il metodo di giunzione dei fili di ritorno è rappresentato nella fig. 2 e il metodo di terminazione del cavo da costa è rappresentato nella fig. 3.

Allo scopo di eliminare ogni interferenza con linee di trasporto di energia elettrica, i circuiti, che collegano i casotti di approdo con le stazioni amplificatrici, sono stati convogliati in cavo sottopiombo del tipo ordinario, con isolamento in carta. Le coppie per il circuito telefonico Italia-Sardegna sono state però schermate ed equilibrate rispetto allo schermo stesso in modo da escludere qualsiasi possibilità di disturbi.

---

(1) Il miglio nautico è eguale a 1852 m.

(2) G. Pession: Nuova comunicazione telefonica Continente-Sardegna - A. F., 1932, I, p. 165.

Per avere inoltre un circuito di buona qualità, è stato scelto il tipo di pupinizzazione H-88, che dà una frequenza limite di 4000 Hz, sufficiente per il collegamento telegrafico a frequenza portante, e che presenta una attenuazione minore dell'H-44. Un altro vantaggio della pupinizzazione H-88 sull'H-44, in questo caso, è che la durata della trasmissione da Roma all'approdo permette ai dispositivi di soppressione

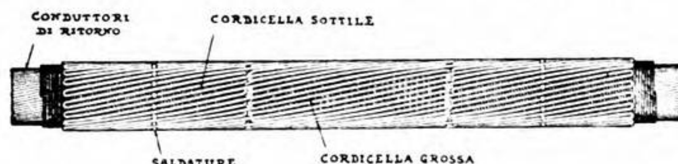


Fig. 2. — Giunzione dei conduttori di ritorno.

d'eco, installati a Roma, di discriminare meglio la voce proveniente da ovest rispetto all'eco proveniente da est e dovuto a squilibri fra il cavo sottomarino e la linea artificiale di equilibrio nel casotto di approdo.

I circuiti riceventi sono stati schermati anche negli impianti interni delle stazioni e dei casotti di approdo.

Il collegamento diretto delle coppie in cavo terrestre al cavo sottomarino con conduttore concentrico di ritorno avrebbe portato a diffi-

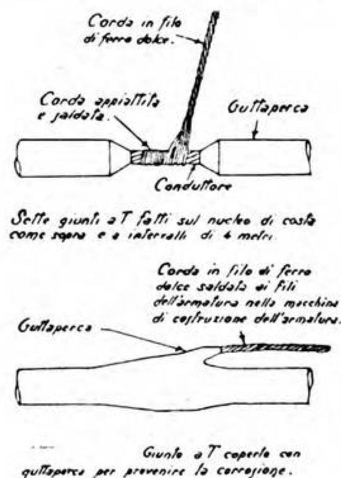


Fig. 3. — Terminazione del cavo da costa.

coltà molto considerevoli; allo scopo di eliminarle sono stati installati, nei casotti di approdo, terminali a quattro fili e linee artificiali di equilibrio, provvedendo quindi nei cavi sotterranei con circuiti a quattro fili. I terminali a quattro fili hanno perciò una doppia funzione. Essi collegano la parte a due fili alla parte a quattro fili, ai terminali del cavo sottomarino, ed eliminano i disturbi del punto fischiante dovuti sia a variazioni di temperantura nei circuiti terrestri, sia alla diversa impedenza del cavo sotterraneo e del cavo sottomarino.

L'equipaggiamento amplificatore è costituito da ripetitori modificati a quattro fili, le cui due metà sono state regolate in modo da dare una curva piana frequenza-guadagno, con una frequenza limite superiore a 2500 Hz.

Per eliminare fenomeni di interferenza fra il circuito telegrafico e quello telefonico, è stato necessario impiegare correnti telegrafiche molto piccole. Ciò porta con sè l'uso di circuiti telegrafici metallici nei cavi di giunzione, per poter proteggere il canale telegrafico da interferenze esterne. Essendo poi necessario collegare questi circuiti equilibrati al cavo sottomarino non equilibrato, è stato scelto un sistema di telegrafia ad impulso in modo da poter adoperare un terminale a quattro fili per la connessione. In questo modo son stati anche eliminati gli effetti di correnti terrestri nel cavo sottomarino. Le linee artificiali sono installate nei casotti di approdo.

Sono stati trasmessi con successo sul circuito telegrafico segnali Wheatstone in duplex a 50 baud; ed è anche stata dimostrata la possibilità di lavorare con telescrittori Creed in duplex.

Per ottenere un elevato punto fischiante, mediante un'adeguata distribuzione delle singole bobine del cavo, è stato eseguito uno studio teorico e pratico, del quale diamo ora qualche cenno.

Il punto fischiante di un cavo pupinizzato è dato da:

[1] $$S = 10 \log_{10} \frac{(1 - W^2)\,(1 - A^4)}{W^2 H_s^2 \log_e (1/F)},$$

dove S è il punto fischiante in decibel, W il rapporto fra la frequenza considerata e la frequenza limite, A il rapporto di corrente per sezione di pupinizzazione, F la probabilità di ottenere un punto fischiante minore di S, ed in fine H_s la deviazione percentuale combinata «rappresentativa» della induttanza per bobina di pupinizzazione e della capacità per sezione di pupinizzazione, cioè la radice quadrata della somma dei quadrati delle deviazioni rappresentative di induttanza e capacità. Queste ultime deviazioni rappresentative sono a loro volta le radici quadrate delle medie dei quadrati delle singole deviazioni misurate sulle bobine Pupin e sulle sezioni di pupinizzazione del cavo, rispettivamente.

Un cavo krarupizzato può considerarsi come caso limite di un cavo pupinizzato, quando la distanza di pupinizzazione si riduca a zero. Considerando quindi l'equazione [1] al limite per una sezione di pupinizzazione infinitamente piccola, si ottiene l'equazione seguente:

[2] $$S = 10 \log_{10} \frac{16\,\beta}{\lambda_0\, \alpha^2 H_0^2 \log_e (1/F)},$$

dove β è la costante di attenuazione, $\alpha = \omega \sqrt{LC}$ la costante di fase, λ_0 la lunghezza elementare considerata, H_0 la deviazione combinata rappresentativa di capacità e induttanza su una lunghezza di cavo λ_0.

Nel dedurre le equazioni precedenti si è supposto che le deviazioni di capacità e induttanza si verificassero lungo il cavo con una distribuzione qualsiasi. E' noto che in questo caso la deviazione percentuale rappresentativa, misurata su una qualsiasi lunghezza determinata di cavo, varia in ragione inversa della radice quadrata della lunghezza, per cui può porsi:

[3] $$H_0^2 \lambda_0 = H_c^2 \lambda_c,$$

dove H_c è la deviazione rappresentativa di una lunghezza di cavo λ_c.

Per esempio, nel caso del cavo Italia-Sardegna, costruito in bobine della lunghezza di un miglio nautico ciascuna, questa lunghezza può essere assunta come valore di λ_c. Gli altri parametri del cavo hanno i seguenti valori numerici:

$H_c = 0{,}03$
$\beta = 0{,}051$ neper/miglia nautiche
$\alpha = 0{,}575$ radianti/miglia nautiche } a 2500 Hz.

Supposto per esempio $F = 0{,}01$, si ottiene per il punto fischiante un valore di 25,6 decibel. Ciò significa che si ha una probabilità su cento di ottenere un valore di punto fischiante minore di 25,6 decibel a una frequenza di 2500 Hz, qualora le singole bobine del cavo venissero distribuite a caso.

Non è però possibile dalla formola precedente, dovuta a Crisson, ricavare la probabilità di ottenere un determinato valore minimo del punto fischiante per una determinata banda di frequenze; essa può

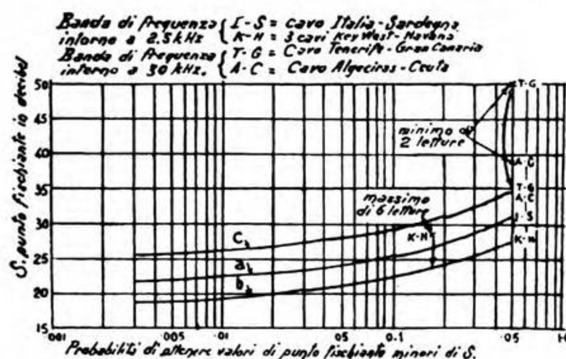


Fig. 4. — Valori di punto fischiante previsti analiticamente e valori misurati.

invece servire di base per una valutazione empirica del minimo punto fischiante ottenibile in una banda di frequenze finita. La fig. 4 (curva *a*) rappresenta i risultati ottenuti, in funzione della probabilità.

Per il caso particolare del cavo Italia-Sardegna, il calcolo con la formula precedente ci indica la necessità di dover migliorare il cavo sì da ottenere un aumento del valore del punto fischiante di almeno 15 decibel, onde raggiungere i 40 decibel che si erano prefissati al calcolo del cavo stesso.

E' interessante il confronto della curva *a* del cavo Italia-Sardegna con quelle ottenute per i cavi Key West-Havana (1921) (*b*), Tenerife-Gran Canaria (*c*), Algeciras-Ceuta (*c*). Un confronto fra i risultati effettivamente ottenuti e quelli che possono essere previsti dalla fig. 4, mette in evidenza differenze le quali dipendono in special modo dai seguenti fattori:

1°) diversità dei metodi di allocazione impiegati;

2°) variazioni di impedenza durante l'armatura e la posa;

3°) errori di valutazione delle costanti elettriche principali del cavo, ed in particolare delle deviazioni rappresentative;

4°) errori connessi alle ipotesi fondamentali assunte nel derivare la formola di Crisson, e alla valutazione empirica del minimo punto fischiante in una banda di frequenze finita.

Di queste cause la prima è quella che ha, probabilmente, la maggiore importanza, ed il miglioramento ottenuto sul valore minimo del punto fischiante, riassunto nella tabella seguente, dà un indice manifesto della efficacia dello studio della migliore allocazione.

CAVO	Miglioramento decibel	Misure eseguite sulle bobine allo scopo di una migliore allocazione
Key West - Havana	5	Induttanza e capacità
Tenerife - Gran Canaria ..	15,5	Impedenza iterativa
Algeciras - Ceuta	4,5	Capacità soltanto

Da quanto sopra si trassero le seguenti conclusioni: *a*) che se non si fossero prese speciali precauzioni, si correva il rischio di ottenere per il cavo Italia-Sardegna un punto fischiante minore di 25 decibel; *b*) che le precauzioni prese nel caso del cavo Key West-Havana non erano state sufficienti ad assicurare un punto fischiante di 40 decibel; *c*) che se i metodi adottati per il cavo Tenerife-Gran Canaria si fossero potuti applicare con egual successo al cavo Italia-Sardegna, si sarebbe avuta una buona probabilità di ottenere un punto fischiante di 40 decibel.

Eseguendo la allocazione di un cavo sottomarino in base a misure di impedenza iterativa piuttosto che su dati di induttanza e capacità si raggiungono due scopi. In primo luogo l'impedenza iterativa può essere misurata sul nucleo (insieme con il conduttore di ritorno) ad una frequenza nelle vicinanze di quella alla quale è desiderato il massimo punto fischiante. In secondo luogo è possibile in tal modo apprezzare anche la distribuzione della induttanza o capacità lungo il nucleo, così che l'impedenza di ogni mezzo miglio di nucleo sia virtualmente conosciuta, pur effettuando le misure su un intero miglio nautico. Ciò è necessario qualora l'allocazione debba essere efficace anche alle frequenze più elevate.

La relazione fra le impedenze iterative di una bobina di cavo e la distribuzione di impedenza nella bobina stessa si ricava dalle considerazioni che seguono.

L'impedenza all'estremo trasmittente di una linea composta di elementi la cui impedenza caratteristica sia una certa funzione della distanza λ dall'estremo trasmittente, è data da:

[4] $$z_a = z + j\,\alpha\,z \int_0^{\infty} h\,e^{-2P\lambda}\,d\lambda,$$

dove z è l'impedenza caratteristica della linea considerata uniforme ed infinitamente lunga, $\alpha = \omega\sqrt{LC}$ la costante di lunghezza d'onda, P la costante di propagazione, h un numero piccolo (minore di uno) col quale si indica il modo di variare dell'induttanza per unità di lunghezza, così che questa risulti espressa da $L\,(1 + h)$.

Nell'ipotesi in cui le costanti delle bobine abbiano variazioni di carattere lineare, si ottiene:

[5] $$z_a - z = - \frac{k\, z\, \alpha^2 \lambda_c^3}{6},$$

dove k è una costante tale che:

$$L_\lambda = L\left[1 + k\left(\frac{\lambda_c}{2} - \lambda\right)\right]$$

rappresenta l'induttanza per unità di lunghezza nel punto a distanza λ dall'origine, di una bobina di lunghezza λ_c.

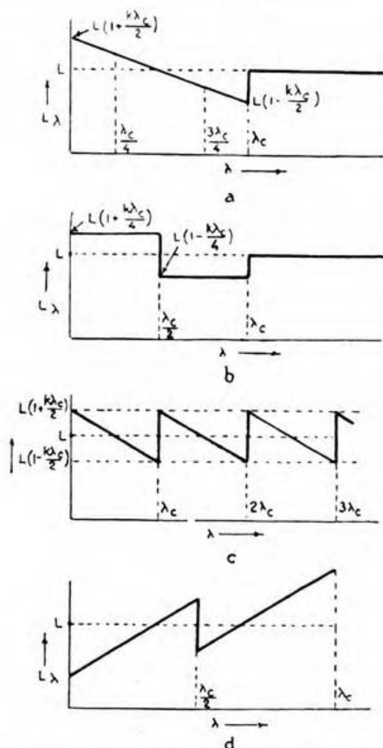


Fig. 5. — Distribuzione delle costanti lungo la linea.

Esprimendo tale differenza in funzione dei valori dell'impedenza per $\lambda = \lambda_c/4$ e $\lambda = 3\,\lambda_c/4$, indicati rispettivamente con z_1 e z_2, si ottiene:

[6] $$z_a - z = - \tfrac{2}{3}\,(z_1 - z_2)\,\alpha^2 \lambda_c^2 .$$

Da quanto è stato detto sopra in relazione con la equazione [2], si vede che in assenza di speciali precauzioni $z_1 - z_2$ è circa $\sqrt{2}$ volte

maggiore della differenza corrispondente fra le impedenze medie dell'intera lunghezza della bobina, così che anche se gli effetti di queste ultime differenze fossero completamente eliminati mediante l'allocazione, l'irregolarità della curva di impedenza potrebbe essere ridotta soltanto a circa 1/3 di quella che si può ottenere quando non si curi l'allocazione.

E' necessario quindi prendere in considerazione anche l'impedenza della mezza bobina, qualora si voglia raggiungere il desiderato elevato valore del punto fischiante.

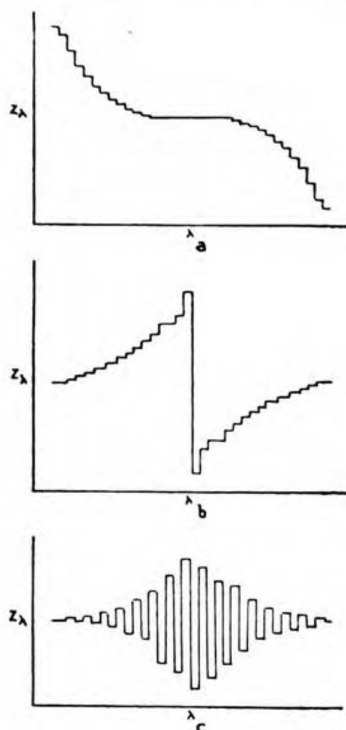


Fig. 6. — Schemi di allocazione.

Le impedenze z_1 e z_2 si possono a loro volta determinare mediante misure di impedenza iterativa. Nel caso particolare in cui le costanti delle bobine abbiano una variazione lineare quale quella in fig. 5 *a* e siano collegate fra loro come in fig. 5 *c*, si ricava:

$$z_1' = z + \tfrac{1}{3} (z_1 - z_2)\, ja\lambda_c$$

$$z_2' = z + \tfrac{1}{3} (z_2 - z_1)\, ja\lambda_c\,,$$

dove z_1' e z_2' sono le impedenze iterative della linea considerata nell'una o nell'altra direzione. Pertanto:

$$z_1' - z_2' = \tfrac{2}{3} (z_1 - z_2)\, ja\lambda_c$$

$$\frac{z_1'+z_2'}{2} = z = \frac{z_1+z_2}{2}.$$

Dalle precedenti relazioni [5] e [6] si ricava anche:

[7] $$z_1' - z_2' = j\frac{kaz\lambda_c^2}{6}.$$

Le due impedenze iterative differiscono perciò fra loro nella reattanza, e quando $z_1' - z_2'$ è una reattanza positiva, allora z_1 è maggiore di z_2, e viceversa.

Per controllare sperimentalmente quanto è detto sopra, fu divisa a metà una bobina di cavo, e furono fatte le misure di impedenza iterativa riportate nella seguente tabella, nella quale A e B indicano gli estremi della bobina, M il punto medio.

Tratto sottoposto a misura	Componenti dell'impedenza iterativa a 2500 Hz	
	Resistenza ohm	Reattanza ohm
Bobina intera, da A verso B	115,2	— 4,8
Bobina intera, da B verso A	115,1	— 3,4
Prima metà, da A a M	113,9 } $\simeq z_1$	— 4,4
Prima metà, da M ad A	113,9 }	— 3,9
Seconda metà, da M a B	116,5 } $\simeq z_2$	— 4,4
Seconda metà, da B a M	116,5 }	— 3,7

Si ricavano pertanto:

$$z_1' - z_2' = -j\ 1,4\ \text{ohm}$$

$$\tfrac{2}{3}(z_1 - z_2)\ j\ a\ \lambda_c = -j\frac{2\times 2,6\times 0,575}{3} = -j\ 1,0\ \text{ohm}.$$

La differenza fra i due valori così ottenuti non è certo soddisfacente ed è dovuta al fatto di aver supposto una distribuzione lineare quale quella rappresentata nella fig. 5 *c*. Molto probabilmente la distribuzione attuale è invece più simile a quella rappresentata nella fig. 5 *d*.

Ciò nondimeno è interessante notare che, benchè le misure di impedenza iterativa possano dare soltanto una indicazione molto approssimata dei valori delle impedenze delle mezze bobine, esse danno tuttavia una indicazione molto precisa dell'effetto della inserzione di una bobina, contenente irregolarità, in un cavo con caratteristiche uniformi.

La formula modificata di Crisson permette quindi di determinare la probabilità di ottenere un determinato punto fischiante, qualora si

conosca solamente la deviazione rappresentativa della impedenza. Se però le deviazioni individuali fossero completamente specificate, detto punto potrebbe calcolarsi in maniera esatta.

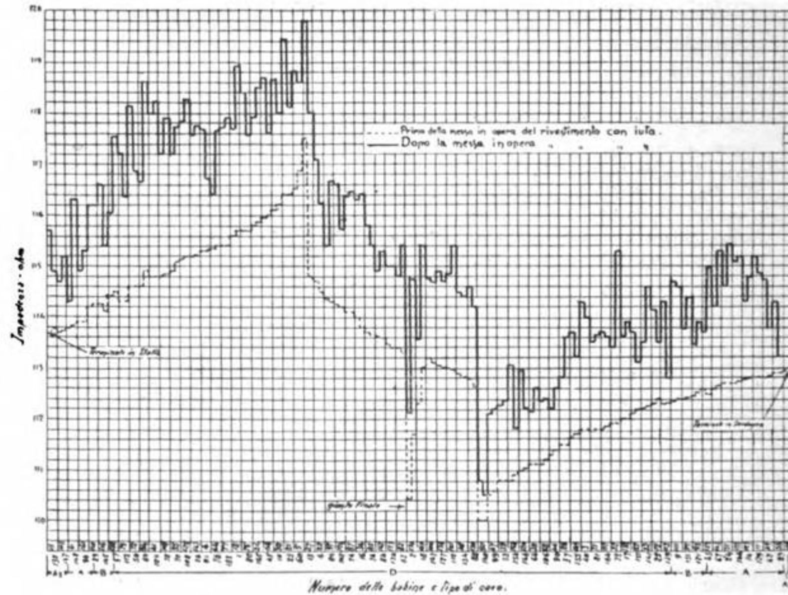


Fig. 7. — Distribuzione delle impedenze lungo il cavo Italia-Sardegna.

Riprendiamo infatti la formola [4]. Le corrispondenti espressioni delle componenti di z_a sono:

$$R_a = z + a\, z \int_0^{\infty} h\, e^{-2\beta\lambda} \cdot \text{sen}\, 2\, a\, \lambda \cdot d\,\lambda \tag{8}$$

$$X_a = a\, z \int_0^{\infty} h\, e^{-2\beta\lambda} \cdot \cos 2\, a\, \lambda \cdot d\,\lambda. \tag{9}$$

A scopo illustrativo supponiamo ad esempio che:

$$h = h_0 \,\text{sen}\, 2\,\theta\,\lambda$$

$$= -j\, h_0 \left(\frac{e^{2j\theta\lambda} - e^{-2j\theta\lambda}}{2} \right).$$

In questo caso:

$$z_a = z + \frac{j\, h_0\, a\, z\, \theta}{2\,(P^2 + \theta^2)},$$

e per $\theta = a$ essendo $P^2 + \theta^2 \cong 2\, j\, a\, \beta$, si ha:

$$z_a = z + \frac{h_0\, a\, z}{4\,\beta}.$$

Da ciò risulta che nel caso in esame una grande irregolarità deve sempre prevedersi per la frequenza per la quale si ha $\theta = \alpha$. E' quindi

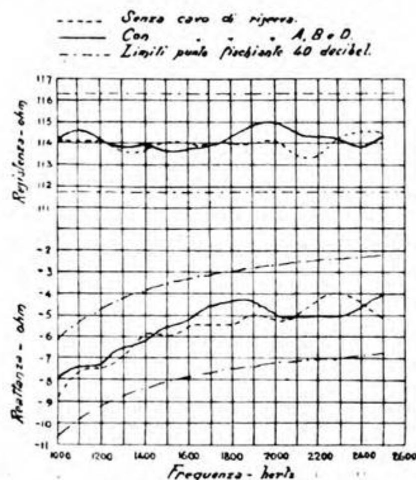


Fig. 8. — Valori delle componenti dell'impedenza caratteristica, misurati dal terminale italiano dopo l'allocazione e prima del rivestimento.

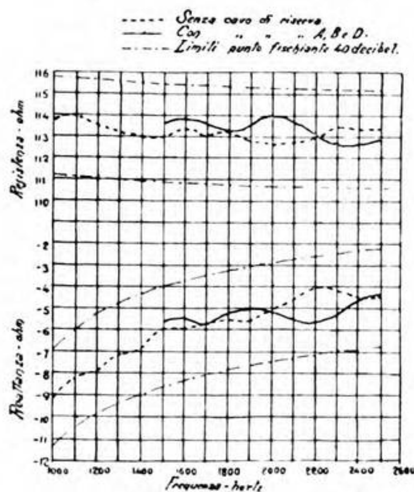


Fig. 9. — Valori delle componenti dell'impedenza caratteristica, misurati dal terminale sardo, dopo l'allocazione e prima del rivestimento.

necessario evitare in ogni caso che le deviazioni si presentino ad intervalli regolari e in particolare che possa verificarsi la condizione suesposta.

E' interessante a questo punto notare la somiglianza fra le espressioni [8] e [9] e quelle che si impiegano normalmente nell'analisi ar-

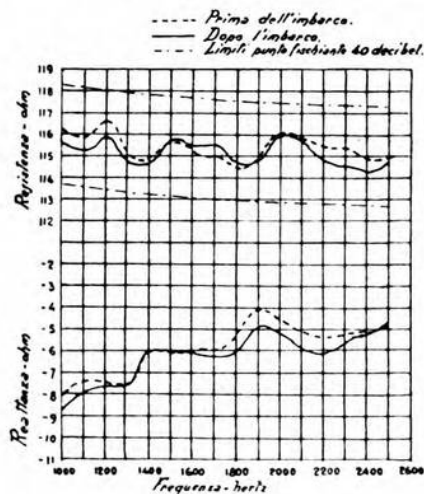


Fig. 10. — Valori delle componenti dell'impedenza, misurati dal terminale italiano, prima e dopo l'imbarco.



Fig. 11. — Valori delle componenti dell'impedenza, misurati dal terminale sardo, prima e dopo l'imbarco.

monica. La curva ottenuta riportando le singole deviazioni in corrispondenza della loro posizione lungo il cavo può considerarsi come il

fenomeno transiente da analizzare, e le irregolarità nella curva di impedenza ottenuta danno lo spettro di frequenza del fenomeno transiente. La curva d'impedenza, per rendere più completa la rappresentazione, deve essere riportata in scala α/π. Il problema della allocazione visto da questo punto di vista, si trasforma in quello di eliminare armoniche pronunciate nella curva delle deviazioni; nel cavo Italia-Sardegna il valore di α/π a 2500 Hz è 0,183, di modo che la frequenza più importante nella analogia di cui sopra è 0,183 periodi per

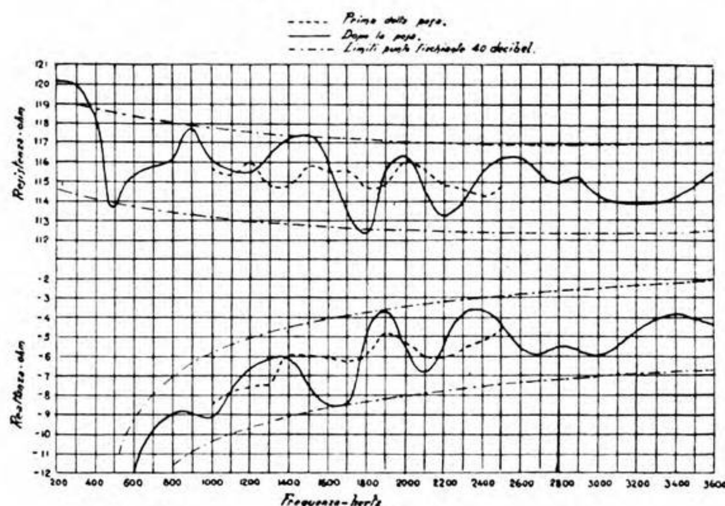


Fig. 12. — Valori delle componenti dell'impedenza, misurati dal terminale italiano, prima e dopo la posa.

miglio nautico, corrispondente ad un periodo di 1/0,183 = 5,45 miglia nautiche.

Nell'ipotesi invece che:

$$h = h_0 \left(e^{-2\phi\lambda} - 1\right),$$

si ottiene, quando β è piccolo:

$$R_a = z + \alpha\, z\, h_0 \int_0^{\infty} \left(e^{-2\phi\lambda} - 1\right) e^{-2\beta\lambda} \cdot \operatorname{sen} 2\alpha\lambda \cdot d\lambda$$

$$= z - \frac{\phi^2 h_0 z}{2\left(\alpha^2 + \phi^2\right)}$$

$$X_a = \alpha\, z\, h_0 \int_0^{\infty} \left(e^{-2\phi\lambda} - 1\right) e^{-2\beta\lambda} \cdot \cos 2\alpha\lambda \cdot d\lambda$$

$$= \frac{\alpha\, \phi\, h_0\, z}{2\left(\alpha^2 + \phi^2\right)}.$$

Se ϕ è piccolo rispetto ad α, l'irregolarità introdotta da una impedenza variabile con la legge di cui sopra è per ciò piccola.

Le deviazioni delle impedenze delle singole bobine rispetto ai loro valori medi seguono tuttavia in generale la normale legge degli errori, ossia il grosso delle bobine presenta impedenze molto prossime al valore medio, mentre le maggiori deviazioni si verificano soltanto molto raramente. Qualora si disponessero le bobine secondo i valori decrescenti delle rispettive impedenze si verificherebbero grandi differenze fra l'impedenza iniziale e terminale. Una distribuzione di questo tipo (fig. 6 *a*) non sarebbe perciò consigliabile.

I due metodi più ovvi di allocazione delle bobine sono rappresentati nelle fig. 6 *b* e 6 *c*. Bobine di riserva di impedenza media vengono previste in ogni caso. Mentre a prima vista lo schema 6 *c* sembra pre-

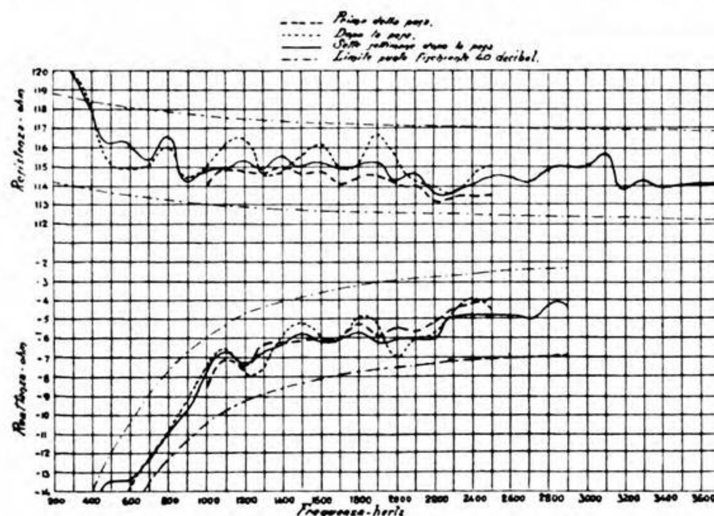


Fig. 13. — Valori delle componenti dell'impedenza, misurati dal terminale sardo, prima e dopo la posa.

feribile, poichè elimina l'irregolarità al centro, esso presenta difficoltà considerevoli dal punto di vista di possibili riparazioni: la lunghezza del cavo di riserva inserito supererebbe generalmente quella del cavo guasto asportato di una quantità sufficiente a disturbare la sequenza di bobine di bassa e alta impedenza, con una ripercussione certamente non desiderabile. Poichè invece la irregolarità al centro è praticamente senza importanza, il metodo rappresentato nella fig. 6 *b* appare preferibile. Lo schema della fig. 6 *c* fu applicato per i cavi Key West-Havana.

Nel cavo Italia-Sardegna, le irregolarità fra le diverse bobine furono distribuite disponendo a partire dalla costa verso il centro le bobine che presentavano maggiori differenze di impedenza iterativa, e alterando quindi leggermente l'ordine delle rimanenti bobine di costa, in modo che la curva delle differenze di impedenza iterativa avesse un andamento regolare (fig. 7).

Le fig. 8 e 9 rappresentano il valore dell'impedenza caratteristica del cavo, con e senza l'inclusione nel circuito delle bobine di riserva. Si vede che i risultati ottenuti sono molto soddisfacenti, poichè il

punto fischiante è superiore a 45 decibel, così da soddisfare pienamente le previsioni teoriche.

Durante la messa in opera dello strato protettore di iuta tannata fu notato un aumento di impedenza di circa 2 ohm per ogni bobina, aumento che scompariva dopo il processo di messa in opera dell'armatura. Anche altre variazioni furono constatate, ma nessuna di grave importanza, come risulta chiaramente dalle fig. 10 e 11.

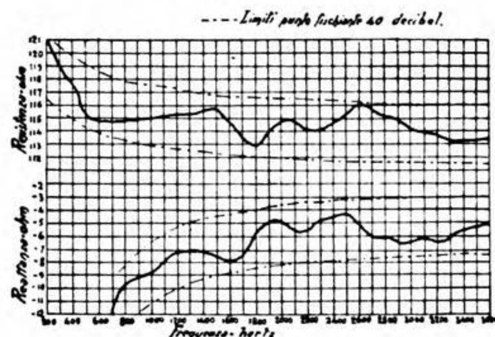


Fig. 14. — Valori delle componenti dell'impedenza, misurati dal terminale italiano, nell'autunno 1933.

Durante la posa si sono poi verificate variazioni d'impedenza che, come mostrano le fig. 12, 13 e 14, sono scomparse dopo un certo periodo di tempo dalla posa (compiuta dal 22 al 28 aprile 1932). Per quanto riguarda le misure eseguite dall'estremo in Sardegna, si fa notare che misure recenti hanno confermato i dati ottenuti sette settimane dopo la posa.

Ricerche particolari sono state anche fatte al fine di accertare le diverse cause delle variazioni suesposte, e si sono potute raccogliere utili norme circa le precauzioni da adottare durante la costruzione per eliminare le variazioni stesse. *A.*

--- CRONACA TECNICA ---

ACUSTICA DELLE COSTRUZIONI.

Nel fascicolo di ottobre 1933 di *H. F. Techn. u. El. Ak.*, G. Lubszynski e H. Weigt trattano delle **caratteristiche acustiche degli auditori radiofonici** e riassumono le basi teoriche e le tendenze dell'attuale tecnica costruttiva.

E' notevole, a questo proposito, il fatto che, col progressivo migliorare delle qualità di riproduzione elettroacustica degli apparati trasmittenti e riceventi, i tempi di riverberazione ammessi per i vari tipi di auditori siano gradualmente aumentati, fino a raggiungere valori dello stesso ordine di quelli che competono alle corrispondenti sale ordinarie, non specificatamente destinate alle radiodiffusioni. Per auditori per conversazioni e recitazioni, il tempo di riverberazione è dell'ordine di 0,5 secondi (a 800 Hz); di 1,5 secondi o più, per medi e grandi auditori per esecuzioni orchestrali; e fino a 3 secondi, per auditori da organo. La scelta accurata dei materiali assorbenti per il rivestimento delle pareti consente di ottenere che il tempo di riverberazione sia pressochè costante al variare della frequenza.

Il volume della sala va proporzionato alla natura delle esecuzioni ed al numero degli esecutori, e sono state proposte formule empiriche le quali, tenendo conto dei contributi medi di energia che competono ai vari tipi di strumenti e di voci, danno valori di orientamento per la predeterminazione delle dimensioni della sala. E' importante notare che le intensità sonore non devono oltrepassare certi limiti, oltre i quali si nota una involontaria tendenza degli strumentisti e dei direttori ad esaltare, nelle esecuzioni musicali, le tonalità basse.

Per impedire che si stabiliscano onde sonore stazionarie, occorre evitare il parallelismo tra pareti riflettenti. Una soluzione integrale in tal senso importerebbe troppo gravi difficoltà costruttive; con un compromesso, si preferisce tra tutte la pianta a forma di trapezio isoscele allungato, con le pareti laterali lisce ed il soffitto invece a superficie frastagliata, per esempio a denti di sega, ricoperto di materiale assorbente di media efficacia (legno). Le masse esecutrici sono collocate nella parte della sala, adiacente alla base maggiore del trapezio; la parete di fondo e quelle laterali, nella zona contigua, restano riflettenti; mentre sulle pareti rimanenti, e specialmente sulla parete opposta agli esecutori, si distribuisce il materiale assorbente nella misura stabilita in base al tempo di riverberazione prescelto. Il microfono è collocato in quest'ultima zona, e viene a trovarsi in un campo acustico simile a quello che si ha nella parte riservata al pubblico in una sala da concerto ordinaria.

La sonorità risultante nella trasmissione può, entro certi limiti, essere regolata avvicinando od allontanando il microfono dalla sorgente sonora; ciò meglio con microfoni a condensatore ed a nastro, i quali non hanno il fruscio di fondo caratteristico dei microfoni a carbone, e sopportano, senza distorcere, pressioni acustiche più elevate di questi ultimi.

In linea teorica e pratica appare tuttavia desiderabile essere in con-

dizione di variare rapidamente la sonorità di una sala, sia in relazione al genere di esecuzione vocale o musicale, sia per compensare le variazioni nel numero di unità di assorbimento, prodotte dalla eventuale presenza di pubblico. Un sistema che ha avuto qualche applicazione (ma che presenta l'inconveniente di un costo piuttosto elevato) consiste nel guarnire le pareti di un certo numero di quadrelli: girevoli a cerniera lungo un lato, spessi circa 30 cm, con una faccia costituita da una lastra di alluminio provvista di costole di irrigidimento, e quella opposta di stoffa leggera tesa su una rete; l'intercapedine è imbottita di fibre vegetali, sughero, bambagia od altro. Il tempo di riverberazione può in tal caso essere regolato al valore opportuno variando il numero di quadrelli che volgono verso la sala la faccia assorbente. *E. Cr.*

APPLICAZIONI VARIE.

H. O. Hartleb dà nel *F.T.M.H.* del gennaio 1934, alcune notizie circa l'**impiego delle onde corte nella medicina** e circa i vantaggi e gli inconvenienti che ne derivano: a proposito di questi ultimi è importante accennare subito come le persone che per un certo tempo abbiano lavorato senza sufficiente precauzione sotto l'azione di un generatore di onde corte, vadano soggette ad un aumento di temperatura, « radiofebbre », accompagnato da altri disturbi generali.

Fino dalla fine del secolo scorso furono fatte ricerche sulle applicazioni delle onde corte nel campo della medicina, ma solo in tempi più recenti esse acquistarono una certa importanza e diedero luogo a risultati significativi, per opera di Lakhovsky, Scheresschewsky, Esau, Schliephake ed altri.

L'applicazione delle onde corte ad una parte del corpo differisce sostanzialmente dalla diatermia, in quanto, mentre con quest'ultima la parte interessata è attraversata dalla corrente ad alta frequenza (lunghezze d'onda di 400-600 m), con l'applicazione delle onde corte (lunghezze d'onda di 12-30 m) il corpo viene trattato come un dielettrico immerso in un campo; e non v'è quindi alcuna necessità di elettrodi a contatto del corpo stesso. Sensibili vantaggi di ottengono poi con le onde ultracorte (lunghezze d'onda di 4-8 m), il cui effetto sembra non dipendere dal riscaldamento ma da un'azione chimico-fisica più complessa. Un apparecchio atto alla produzione di onde di lunghezza compresa fra 4 e 15 m, è quello che si presenta come il più opportuno per l'impiego pratico in medicina, non essendo le onde più lunghe o più corte scevre da inconvenienti.

Lungo sarebbe l'elenco delle malattie nelle quali riesce o si prevede possa riuscire utile l'applicazione delle onde corte, argomento del resto per il quale esiste tutta una letteratura speciale.

Le onde corte si possono ottenere sia con generatori a scintilla, sia con generatori a tubi elettronici: con questi ultimi si arriva alle lunghezze d'onda dell'ordine di 4 m, ma essi nell'acquisto e nel funzionamento sono assai più costosi dei primi.

Quantunque l'impiego delle onde corte, oltre all'esigenza di particolari accorgimenti e precauzioni, presenti una certa difficoltà nel dosare le applicazioni, non vi è dubbio che la scienza medica disponga, con esso, di un nuovo ed efficace metodo di cura. *C. Bì.*

MISURE.

Nel fascicolo del maggio 1934 del *F.T.M.H.*, Schütte e Weiss descrivono la **gabbia schermante per scopi di ricerca**, che è stata costruita nel « Heinrich Hertz Institut » di Berlino.

La gabbia ha un'ampiezza (2 m × 2 m × 2 m) sufficiente per contenere, oltre agli strumenti di ricerca, anche il ricercatore. Essa è costituita da un'armatura di legno coperta da due reti (con maglie di 19 mm) di filo di ferro zincato (di 0,8 mm di diametro), distanti 80 mm tra loro e collegate elettricamente in un punto: il collegamento unico è stato adottato per evitare correnti di circolazione con il conseguente campo magnetico nocivo. Si prescelse la rete di filo di ferro zincato, piuttosto che quella di filo di rame, per economia e per comodità di fornitura.

Con alcune prove si è potuto verificare come l'effetto schermante dipenda dalla resistenza del filo costituente lo schermo, dalla distanza tra i vari strati, dal numero di reti sovrapposte e dall'ampiezza delle maglie. Il valore del campo residuo all'interno dello schermo è risultato 60 volte più piccolo di quello esterno, in dipendenza dalla resistenza relativamente alta del filo usato. Per le normali misure che si fanno nell'istituto, lo schermo è pertanto sufficiente; per misure di particolare precisione occorre schermare ulteriormente gli apparecchi nell'interno della gabbia. *P. P.*

*

La possibilità di ricorrere al principio di similitudine in acustica, permette di eseguire prove svariate su modelli a dimensioni ridotte, in spazio limitato, ricorrendo a frequenze elevate, di modo che si conservi il rapporto fra dimensioni geometriche lineari e lunghezza d'onda.

Il Goldman riferisce, nel fascicolo di *J.A.S.A.* del gennaio 1934, circa **misure con ultrasuoni delle caratteristiche direzionali dei corni.** Egli ha eseguito numerose prove di irradiamento da parte di corni di svariate forme, alimentati alla frequenza di 25.000 Hz; il generatore acustico ed il microfono erano sbarre di materiale magnetostrittivo. Ha così potuto studiare le proprietà di corni simmetrici ed asimmetrici, e l'effetto di schermi (*baffles*) limitanti la radiazione. *G. Sac.*

TELEGRAFIA E TELESCRITTURA.

E' noto che in telegrafia un ripetitore rigenerativo è un ripetitore che, ricevendo i segnali distorti (cioè aventi le lunghezze degli elementi di segnale alterate per effetto della trasmissione lungo la linea od altro), li ritrasmette liberi da distorsione. In generale tali ripetitori possiedono un dispositivo di «immagazzinamento» dei segnali, che richiede l'impiego di numerosi relè e di distributori riceventi e trasmittenti.

Nel caso dei sistemi telestampanti, in cui la trasmissione di ciascuna lettera è costituita, oltre che dai segnali veri e propri, anche da un segnale d'inizio e da un segnale di fine, può essere impiegato un ripetitore più semplice ed economico. Tale **nuovo tipo di ripetitore rigenerativo** è descritto da E. H. Jolley e J. A. S. Martin nel numero di ottobre 1933 del *P.O.E.E.J.;* esso non dà luogo all'immagazzinamento dei segnali, e i distributori vi sono sostituiti da un semplice tamburo a segmenti, che — messo in moto ed arrestato dai segnali d'inizio e di fine — manda al relè trasmittente impulsi brevissimi a giuste distanze di tempo. *F. Ma.*

-- LIBRI E PUBBLICAZIONI --

S. Treves. — *Corso di telefonia.* Parte II : *Linee e reti.* Volume II. — Società Tipografico-Editrice Nazionale, Torino, 1934. — Un volume di 554 pagine, con 416 figure, 26 tavole e 25 tabelle. — Prezzo L. 50.

E' questo il terzo volume dell'opera, già iniziata nel 1931 con il volume : *L'apparecchio telefonico.* Esso completa la parte seconda del piano generale del corso, dedicata allo studio delle linee e delle reti (1).

Vi sono trattati : gli amplificatori telefonici e le stazioni amplificatrici (capitolo VI), premettendo cenni sui diodi e triodi e facendo seguire la descrizione delle stazioni Standard e Siemens ; la telefonia con correnti vettrici di alta frequenza e le applicazioni speciali delle reti interurbane (capitolo VII), quali la trasmissione delle immagini e la televisione ; le misure telefoniche (capitolo VIII), riferendo sia i metodi per le abituali misure di tensione, corrente e simili, più adatti al caso particolare delle applicazioni telefoniche, sia le misure che si eseguono normalmente sugli impianti per il controllo del funzionamento e la ricerca dei guasti.

Per quanto riguarda le caratteristiche dell'opera non possiamo che confermare il giudizio sul volume precedente ; l'abbondanza di illustrazioni, tavole e tabelle è in questo secondo volume ancora maggiore. *P. P.*

*

La legislazione radioelettrica italiana (a cura e con prefazione ed appendice di B. Cavalieri Ducati, sotto gli auspici del Gruppo Costruttori di Apparecchi Radio). — G. Pirola, Milano, 1934. — Un volume di 176 pagine, con 20 figure. — Prezzo L. 10.

La pubblicazione vuole essere un'ordinata raccolta delle varie disposizioni legislative che sino ad oggi sono state emanate in materia di radiocomunicazioni. Essa è di grande utilità a tutti coloro che svolgono un'attività in qualche modo connessa con le comunicazioni elettriche senza filo.

Dalla consultazione del complesso materiale legislativo attualmente in vigore, si può facilmente desumere la grande influenza che la legislazione ha avuto ed avrà in Italia sulla diffusione e sullo sviluppo della radio. E' noto infatti :

a) che lo stato avoca a sè il diritto delle comunicazioni radioelettriche per quanto riguarda sia la trasmissione sia la ricezione ;

b) che per le comunicazioni a scopo commerciale l'esercizio è stato affidato a due enti i quali si occupano rispettivamente delle comunicazioni tra punti fissi e di quelli riguardanti la marina mercantile ;

(1) A. F., 1933, II, p. 286.

c) che ad un terzo ente è stato affidato in concessione il servizio delle radiodiffusioni a scopo informativo, ricreativo e culturale;

d) che le costruzioni degli apparecchi radioelettrici ed anche le vendite dei medesimi sono regolate da un opportuno sistema di licenze e di controllo;

e) che infine le ricezioni radiofoniche sono, come è ben noto, disciplinate da opportune licenze, e che con i proventi di queste licenze integrate dalle tasse sugli apparecchi e sulle loro parti viene rimunerato il concessionario delle radioaudizioni circolari.

Nella prefazione alla raccolta viene espresso alle autorità competenti il voto che sia presto compilato un testo unico della legislazione radio, lavoro che, se non andiamo errati, è già in corso al pari di quello analogo per la legislazione in materia di telefoni.

Quanto agli organi di controllo per cui s'invoca un funzionamento commisurato allo sviluppo raggiunto dalla radiodiffusione italiana, è da notare che sono già in atto, per opera dello stato, una modificazione ed una intensificazione dei controlli, assai meglio adeguate ai bisogni di quanto possa a prima vista apparire dalle scheletriche norme di alcuni articoli di legge. *Re.*

*

L. R. KOLLER. — *The Physics of Electron Tubes.* — Mc Graw-Hill, New York a. London, 1934. — Un volume di 205 pagine, con 67 figure, legato in tela. — Prezzo 18 scellini.

Vengono trattate in forma semplice ed elementare le principali questioni riguardanti l'emissione elettronica, le scariche in atmosfera gassosa, i fenomeni fotoelettrici. Il volume è quindi una utile introduzione allo studio delle proprietà e dell'utilizzazione dei tubi elettronici. Non vengono affrontate di proposito le questioni teoriche, e soltanto fugaci accenni sono riservati ad argomenti di fisica superiore (statistica, teoria dei quanti, e via dicendo). D'altra parte numerose tavole numeriche e alcuni grafici assai nitidi forniscono al lettore i dati pratici, che gli possono occorrere per eseguire numerosi calcoli interessanti i tubi elettronici. Seguendo un uso assai diffuso nella letteratura tecnica americana, alla fine del volume sono proposti numerosi esercizi di carattere applicativo e numerico, seguiti dalla raccolta delle soluzioni; esercizi utilissimi a chi voglia, con uno studio attento, penetrare più profondamente nella conoscenza dell'argomento.

Con speciale ricchezza di particolari vengono esposti i fenomeni e gli effetti termoionici, dedicando separati capitoli alle proprietà emissive dei catodi toriati, di quelli ad ossidi e di quelli al cesio; segue l'esposizione dei fenomeni dovuti all'emissione secondaria, e poi di quelli inerenti alla carica spaziale. Si tratta della misura della temperatura dei filamenti e dei procedimenti per ottenere i vuoti più spinti. Più rapida e sommaria è l'esposizione dei fenomeni delle scariche in atmosfera gassosa (con un capitolo sulle applicazioni degli archi con griglia di controllo) e dei fenomeni di fotoelettricità, di fotoconduttività e fotovoltaici.

Ogni capitolo è corredato di un'accurata bibliografia sull'argomento trattato; in appendice vengono svolte alcune questioni di carattere matematico. Nel complesso la trattazione è chiara, semplice e piana, presentata sotto veste tipografica nitida ed elegante.

G. Sac.



M. A. H. Wilson. — *The electrical properties of semi-conductors and insulators.* — Hermann, Paris, 1934. — Un volume di 14 pagine, con 2 figure. — Prezzo Fr. 4.

A. F. Joffé. — *Conductibilité électrique des isolants solides et des semi-conducteurs.* — Hermann, Paris, 1934. — Un volume di 42 pagine, con 13 figure. — Prezzo Fr. 10.

Nel primo lavoro vengono riferite alcune considerazioni teoriche sul comportamento dei corpi semiconduttori, quali ad esempio taluni ossidi. Si deducono relazioni che legano la conducibilità elettrica alla tensione applicata ed alla temperatura, e che rendono conto degli effetti fotovoltaici e raddrizzatori, presentati in modo spiccato da numerosi semiconduttori.

Il comportamento elettrico di questi ultimi (detti anche conduttori di terza specie) si avvicina talvolta a quello dei conduttori elettronici, talvolta a quello dei conduttori elettrolitici, pur presentando i semiconduttori proprietà distinte, come appunto, per esempio, la dipendenza della conducibilità dalla tensione applicata, e la grande influenza delle variazioni di temperatura sulla conducibilità stessa: proprietà che per altro non è dato ancora poter sintetizzare in un unico e semplice schema.

L'A del secondo lavoro descrive varie esperienze in questo campo, trattenendosi sulla delicata tecnica della loro esecuzione, e riportando numerosi risultati; accenna infine alle possibili spiegazioni dei fenomeni fotoelettrici e di raddrizzamento manifestati da alcuni di tali corpi.

Le due note sono state presentate alla Riunione internazionale di chimica fisica del 1933: alla seconda fa sèguito la discussione relativa ad ambedue. *G. Sac.*

PUBBLICAZIONI RICEVUTE

A. Eddington. — *L'univers en expansion.* — Hermann, Paris, 1934. — Un volume di XII-166 pagine, con 2 figure. — Prezzo Fr. 15.

P. Swings. — *La fluorescence des molécules diatomiques. Molécules homopolaires des groupes* V, VI, VII *du tableau périodique.* — Hermann, Paris, 1934. — Un volume di 30 pagine, con 16 figure. — Prezzo Fr. 10.

P. Swings. — *La fluorescence des molécules diatomiques. Phénomènes complexes.* — Hermann, Paris, 1934. — Un volume di 32 pagine, con 9 figure. — Prezzo Fr. 10.

R. Phillips. — *Ray controlled mechanism.* — P. Marshall, London, (senza data). — Un volume di 96 pagine, con 42 figure, legato. — Prezzo 2,5 scellini.

— — — BREVETTI — — —

Oscillazioni di rilasciamento prive di deformazioni.

Brevetto italiano n. 312729 (M. von Ardenne, Berlino). - Patente dal 4-3-1933. - Pubblicato il 23-11-1933. - Diritto di priorità dal 7-3-1932 (Germania).

I normali circuiti generatori di oscillazioni di rilasciamento contengono un condensatore 2 (fig. 1) il quale, caricato da una sorgente di forza elettromotrice attraverso un tubo di regolazione 1, si scarica successivamente su un tubo a luminescenza 3. La resistenza 4 di utilizzazione, disposta in parallelo al condensatore 2, determina un aumento nella costante di tempo del circuito di generazione, co-

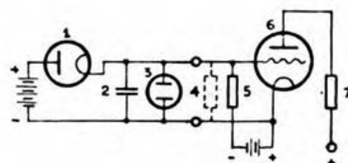


Fig. 1.

sicchè le oscillazioni prodotte risultano deformate in corrispondenza delle punte.

Ad evitare l'inconveniente, si dispone, secondo il ritrovato, che il circuito di generazione eroghi sopra lo spazio griglia-catodo di un tubo elettronico 6. La griglia è polarizzata, attraverso una resistenza 5, così negativamente da impedire qualsiasi assorbimento di corrente dal generatore. *M. S.*

Cavi sottomarini pupinizzati.

Brevetto italiano n. 313045 (Standard Elettrica Italiana, Milano). - Patente dal 30-11-1932. - Pubblicato il 5-12-1933. - Diritto di priorità dall'8-3-1932 (Standard Telephones and Cables Ltd., T. N. Biley, R. L. Hughes e R. A. Lister Cole, Gran Bretagna).

Il brevetto ha per oggetto una nuova disposizione di cassette di pupinizzazione adatte per cavi sottomarini; la disposizione è tale da eliminare i noti gravi inconvenienti, che si presentano durante le operazioni di posa e di ricupero quando i cavi sono forniti dei dispositivi di pupinizzazione impiegati finora.

Il concetto fondamentale dell'invenzione risiede nel distribuire le bobine d'induttanza in tante cassette di forma e dimensioni tali da poter essere alloggiate nello stesso mantello del cavo. Questo rivestimento può perciò venir applicato con un'unica operazione, sia sui

tratti senza pupinizzazione, sia sui tratti pupinizzati. Il cavo si presenta allora esternamente come omogeneo, e la particolare disposizione delle cassette fa sì che la sua flessibilità sia pressochè uniforme lungo i vari tratti. In tal guisa, nella posa e nel ricupero si può operare come con un cavo normale non pupinizzato.

Allo scopo, le cassette si compongono di due gusci di forma allungata secondo l'asse x del cavo (fig. 1 e 2). Esse constano di una parte centrale 1 e di due parti terminali 2. Nella parte centrale viene alloggiata una bobina d'induttanza a forma di toro, col suo asse y disposto trasversalmente rispetto al cavo. Attraverso i fori 3 passano i fili di connessione alla bobina, giuntati ai conduttori del cavo. Le facce 4 e 5 delle cassette sono foggiate a forma cilindrica, così da potersi adattare, previa fasciatura isolante, al mantello di piombo;

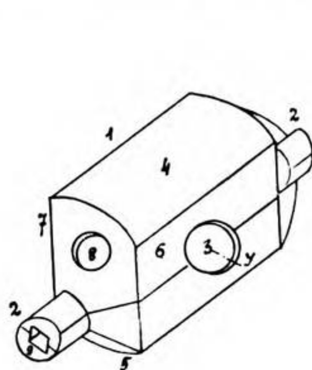


Fig. 1.

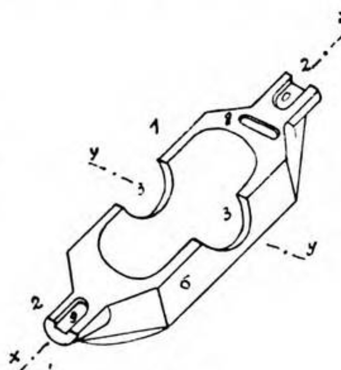


Fig. 2.

le facce 6 e 7 sono invece piane, e nello spazio fra le facce ed il mantello cilindrico, trovano posto i conduttori di connessione. I due gusci sono trattenuti mediante viti alloggiate nei fori 8. Le parti estreme 2 sono cilindriche e presentano i vani 9.

Lungo il cavo, nel tratto pupinizzato, le cassette ora descritte sono disposte una in prosecuzione dell'altra. Particolari blocchi elastici di unione allacciano ciascuna parte terminale 2 di una cassetta alla parte terminale affacciata della cassetta contigua; il fissamento è affidato a molle trattenute nei vani 9. Ad aumentare la flessibilità del cavo nella zona delle cassette, si ha cura di disporre queste lungo il cavo in modo che gli assi y risultino via via uniformemente girati prima in un senso, e poi in senso contrario: in altre parole le cassette consecutive, con i relativi fili di connessione, vengono disposte ad elica lungo l'asse del cavo, per un primo tratto in un senso, e poi in senso contrario.

La prima e l'ultima cassetta vengono tenute a posto mediante fili sottili assicurati alle cassette stesse e penetranti per una certa lunghezza nell'interno del cavo normale. Particolare cura viene data alla disposizione delle connessioni e dei giunti coi conduttori del cavo.

M. S.

Eliminazione della distorsione negli amplificatori.

Brevetto italiano n. 313112 (Telefunken Ges., Berlino). - Patente dal 27-3-1933. - Pubblicato il 13-12-1933. - Diritto di priorità dall'11-4-1932 (Germania).

E' noto come negli amplificatori si verifichi il fenomeno della distorsione non appena l'ampiezza delle oscillazioni, applicate alla griglia di un tubo elettronico, sia tale da renderla positiva in determinati intervalli di tempo. Ciò dipende dal fatto che in quegli istanti circola nel circuito di griglia una corrente, la quale modifica contem-

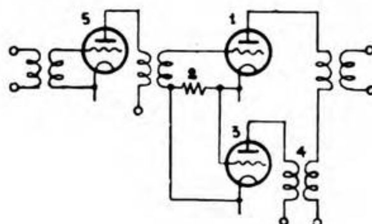


Fig. 1.

poraneamente sia la tensione fra la griglia ed il catodo, sia la corrente anodica: per doppia ragione le oscillazioni anodiche risultano alterate di forma e di intensità.

Si elimina l'inconveniente, secondo il brevetto, sfruttando la stessa corrente di griglia, al momento in cui essa si produce, per determinare sul circuito susseguente o precedente un effetto tale da compensare la distorsione. Si ottiene allora il notevole vantaggio di

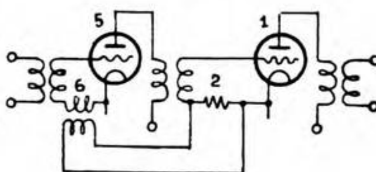


Fig. 2.

poter sfruttare un tubo elettronico entro una zona molto più ampia della caratteristica.

Ad esempio (fig. 1) nel circuito di griglia del tubo 1 si inserisce la resistenza 2. Ai capi di essa, negli istanti in cui si produce la corrente di griglia, si ottiene una tensione avente una componente continua ed una componente alternata. Il tubo 3 amplifica la componente alternata e la porta a reagire sul circuito anodico del tubo 1. Si può proporzionare il complesso in modo che la reazione introdotta compensi totalmente l'effetto di distorsione.

La tensione ottenuta ai capi della resistenza 2 (fig. 2) può anche essere portata a reagire sullo stadio precedente 5, per mezzo dell'accoppiamento 6.

M. S.

Utilizzazione multipla di tubi elettronici.

Brevetto italiano n. 313159 (Società Anonima F.I.M.I., Saronno). - Patente dal 29-3-1933. - Pubblicato il 16-12-1933.

I noti tubi elettronici riceventi del tipo 57, dotati di tre griglie, possono, secondo il ritrovato, trovare un conveniente impiego multiplo, come demodulatori a caratteristica lineare e contemporaneamente come amplificatori di bassa frequenza, oppure come demodulatori ed amplificatori di tensioni continue per la regolazione automatica del volume, od infine come demodulatori e stadi di comando di circuiti silenziatori.

Con riferimento al primo degli impieghi ora enunciati, il circuito può ad esempio costituirsi come in fig. 1. Le oscillazioni di alta frequenza, introdotte nel circuito accordato 1, vengono applicate fra il

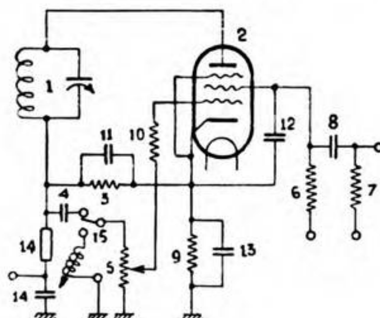


Fig. 1.

catodo, collegato alla terza griglia, e l'anodo del tubo 2. Ai capi della resistenza di carico 3 si producono allora le tensioni demodulate, le quali, attraverso il condensatore 4 ed il potenziometro 5, vengono portate ad agire sulla prima griglia del tubo 2. Il catodo, la prima e la seconda griglia del medesimo formano un triodo, alla cui uscita si ricavano le tensioni demodulate amplificate, per mezzo, ad esempio, di un normale accoppiamento a resistenze (6 e 7) e capacità (8). La resistenza 9 determina la polarizzazione di griglia, mentre la resistenza 10 agisce nel senso di ridurre la corrente di griglia. I condensatori 11, 12 e 13 permettono il passaggio delle oscillazioni di alta frequenza. Il commutatore 15 consente di applicare alla prima griglia le oscillazioni di bassa frequenza ricavate da un rilevatore grammofonico. Attraverso il filtro 14 si può derivare la componente continua dell'oscillazione demodulata, per comandare il regolatore automatico del livello di amplificazione.

Sopprimendo il condensatore 4, alla prima griglia del tubo risulta applicata una tensione proporzionale alla componente continua della tensione demodulata. Il tubo può così servire da demodulatore e contemporaneamente da amplificatore di una tensione continua proporzionale all'ampiezza delle oscillazioni ricevute. Esso si presta allora per il controllo automatico del livello, oppure anche per il comando di circuiti silenziatori. *M. S.*

NUOVI APPARECCHI

Tavolo per la verifica degli apparecchi telefonici.

ALFIERO MONDARDINI

1. - Generalità.

Lo scopo del dispositivo è di verificare, in modo pratico e spedito, se il funzionamento degli apparecchi telefonici corrisponde alle condizioni stabilite dai capitolati o richieste dalle esigenze delle applicazioni. Esso è stato appositamente studiato e costruito per le officine di riparazione della S.T.I.P.E.L., ove quotidianamente si presenta la necessità di fare il controllo di svariati tipi di apparecchi telefonici (vi si provano da 100 a 110 apparecchi al giorno).

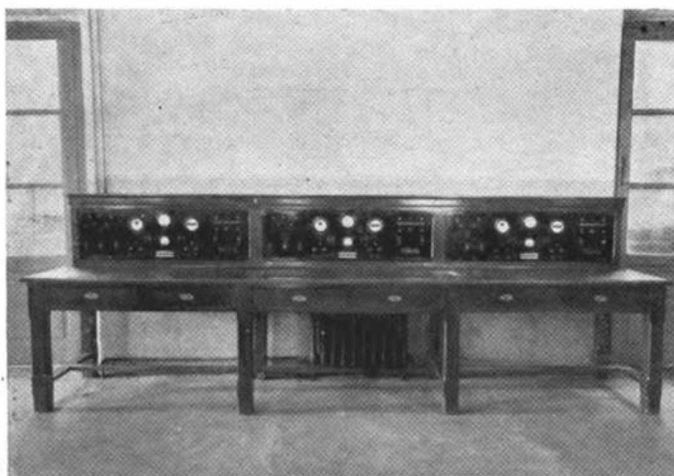


Fig. 1. — Tavolo per la verifica degli apparecchi telefonici.

Il controllo meccanico viene eseguito sulle parti costituenti l'apparecchio, con utensili speciali, calibri, dinamometri ed altri. Il tavolo in questione è allestito in maniera da poter eseguire, a mezzo di opportuni dispositivi, il controllo elettromeccanico ed elettrico e la prova di efficienza alla trasmissione sui vari organi degli apparecchi, facendoli agire, per quanto è possibile, in condizioni prossime a quelle reali di funzionamento.

Il controllo può essere assoluto [1]: in tal caso si cerca il valore in neper dell'attenuazione massima da dare ad una linea artificiale di trasmissione, interposta, per giungere con l'apparecchio in prova al limite di intelligibilità; può essere inoltre relativo, ed allora lo si ottiene per confronto con apparecchi campione.

Le diverse combinazioni dei circuiti per le varie prove si ottengono con semplici manovre di chiavi e di tasti. Inoltre, sui pannelli del tavolo sono stati disposti opportuni contatti a spina (*jack*), mediante i quali si possono stabilire connessioni con i vari apparecchi di misura di cui il tavolo dispone, oppure con particolari punti di circuiti combinati, in modo da permettere prove speciali o combinazioni con altri circuiti.

Il tavolo (fig. 1) è capace di tre posti di lavoro identici, in ciascuno dei quali si eseguono i controlli indipendentemente dagli altri due. Appositi segnali luminosi di avviso sono stati disposti per le varie prove e per regolare l'uso comune del posto d'ascolto.

Il sistema di alimentazione è a batteria centrale (identico a quello adottato nelle centrali Siemens automatiche a 60 volt). Opportune linee artificiali sono disponibili per le prove di efficienza. Ed è anche installato un dispositivo per la prova di diafonia in circuiti speciali, in cordoni collettori, e così via.

Col tavolo, oltre agli apparecchi semplici a batteria locale, a batteria centrale ed automatici, si possono verificare apparecchi intercomunicanti, autocommutatori, centralini alimentati dalla centrale urbana, ed organi vari come relè, suonerie, segnali, e via dicendo.

2. - Cenni delle varie prove.

Dischi combinatori. — Il disco combinatore deve soddisfare alla condizione di avere una determinata velocità, cioè di provocare un determinato numero di impulsi al secondo; deve presentare inoltre un determinato rapporto d'impulso, definito come rapporto della durata del periodo di apertura alla durata del periodo di chiusura.

I ritmi degli impulsi più comunemente impiegati sono quelli indicati nella seguente tabella.

SISTEMI	Rapporto d'impulso	Tempo (millisecondi)	
		Apertura	Chiusura
Tedeschi	1,66 : 1	62,5	37,5
Inglesi e americani . .	2 : 1	66,7	33,3

I dischi sono già predisposti costruttivamente per un margine di regolazione sia della velocità sia del rapporto d'impulso.

La velocità di scarica del disco, cioè il numero degli impulsi nel-

(1) L'efficienza assoluta alla trasmissione degli apparecchi telefonici è data dal quoziente della tensione elettrica misurata all'uscita dell'apparecchio per la pressione acustica misurata sulla membrana del microfono, ad una determinata frequenza e col circuito d'uscita chiuso su un'impedenza di 600 Ω e angolo zero. Questo quoziente si esprime in volt/bar (C.C.I., 1929).

l'unità di tempo, viene controllata mediante un frequenziometro con scala graduata da 7 a 13 hertz.

La proporzione tra la durata di apertura e chiusura (rapporto di impulso) dei contatti d'impulsi viene controllata mediante un voltmetro elettromagnetico inserito in serie ad una resistenza variabile, il tutto alimentato da una tensione di circa 30 V. Il circuito di questo voltmetro viene chiuso, quando il disco è in carica, dai contatti di corto circuito del disco ed attraverso i contatti d'impulsi. L'indice dello strumento viene portato su una posizione fissa (25 V) mediante la resistenza variabile. Mentre avviene il ritorno del disco alla posizione di riposo, l'indice dello strumento si porta dalla posizione precedentemente fissata (25 V) ad un'altra posizione inferiore sulla scala, la quale indica un valore medio che risulta funzione del rapporto di impulso. Sulla scala sono segnati in rosso i punti tra i quali l'indice dello strumento deve rimanere per i valori medi relativi a rapporti di impulso compresi fra un minimo di 1,3 e un massimo di 2; per ogni determinato rapporto d'impulso è segnata sulla scala la coppia di punti che definisce il rispettivo margine di tolleranza.

Con un apposito contatore si controlla il numero degli impulsi.

Suonerie polarizzate. — Le suonerie polarizzate vengono provate ad una tensione da 70 a 75 volt, alla frequenza di circa 25 hertz, in serie ad una resistenza non induttiva variabile da 0 a 10.000 ohm.

La suoneria in prova deve funzionare quando è inserita in serie alla massima resistenza stabilita; essa inoltre deve funzionare con uguale regolarità, anche quando tale resistenza si pone in corto circuito intermittentemente.

Suonerie a corrente continua. — Queste suonerie vengono controllate inserendole su un circuito nel quale si possa variare opportunamente la tensione.

Generatori magnetoelettrici. — Il controllo dei generatori viene eseguito misurando la tensione da essi generata, con un voltmetro elettromagnetico. Sulla scala di questo sono segnate le deviazioni dell'indice che devono aversi per i singoli tipi di generatori campione soddisfacenti alle varie norme di funzionamento; accanto a ciascuna di queste deviazioni, corrispondente a un generatore campione, è contrassegnato il valore minimo di deviazione dell'indice, ammesso come tolleranza per il corrispondente generatore in prova.

Contatti. — La continuità elettrica dei contatti si controlla a mezzo di un milliamperometro, o di segnali luminosi od acustici.

Segnali in genere e relè. — Il funzionamento di questi organi viene verificato con le correnti minima e massima che loro competono. Con un opportuno dispositivo si possono ottenere rapide inversioni di corrente, al fine di verificare il funzionamento dei relè anche passando dalla corrente massima alla minima con polarità invertita.

Trasmissione e ricezione. — Dati i requisiti di praticità e di rapidità di manovra, ai quali deve soddisfare il tavolo, la prova alla trasmissione e ricezione di un apparecchio consiste nel determinare l'equivalente relativo, su un circuito di lavoro, di un apparecchio scelto come campione in rapporto all'apparecchio di prova, naturalmente con la condizione che il campione sia dello stesso tipo ed abbia le stesse caratteristiche dell'apparecchio da verificare.

Il circuito di lavoro adottato per la prova è quello che più comunemente si presenta nelle applicazioni pratiche.

Particolare cura è stata impiegata nella scelta del microfono e del ricevitore per il posto d'ascolto, specialmente dal punto di vista della stabilità, e nella scelta degli organi che compongono il relativo circuito, il quale è del tipo con alimentazione ad impedenze e traslazione fonica con condensatore. Tanto il microfono quanto il ricevitore devono venire periodicamente controllati secondo le norme del C. C. I.

La prova di efficienza alla trasmissione viene eseguita attraverso una linea artificiale da 2,5 a 4 neper. Lo schema elettrico è disposto in modo che nel circuito dell'apparecchio campione si possa inserire un supplemento di linea artificiale, variabile da 0,1 a 0,2 neper, il quale rappresenta la tolleranza in meno ammessa negli apparecchi in prova.

Per le prove di trasmissione è allestito un opportuno posto di ascolto che serve le tre sezioni del tavolo; esso è installato in un locale separato e silenzioso.

Isolamento. — L'isolamento viene controllato a mezzo di un megaohmmetro a lettura diretta, che s'impiega con una tensione di 100 volt ed è graduato da 0 a 100 megaohm.

Resistenza elettrica ed intensità di corrente. — La resistenza elettrica dei vari circuiti viene verificata o direttamente a mezzo di un ohmmetro con scala da 0 a 25.000 ohm, o col metodo diretto di confronto (a mezzo di un milliamperometro) con resistenze note regolabili.

L'intensità di corrente nei vari circuiti viene misurata da un apposito milliamperometro a due sensibilità: da 0 a 30 e da 0 a 300 milliampere.

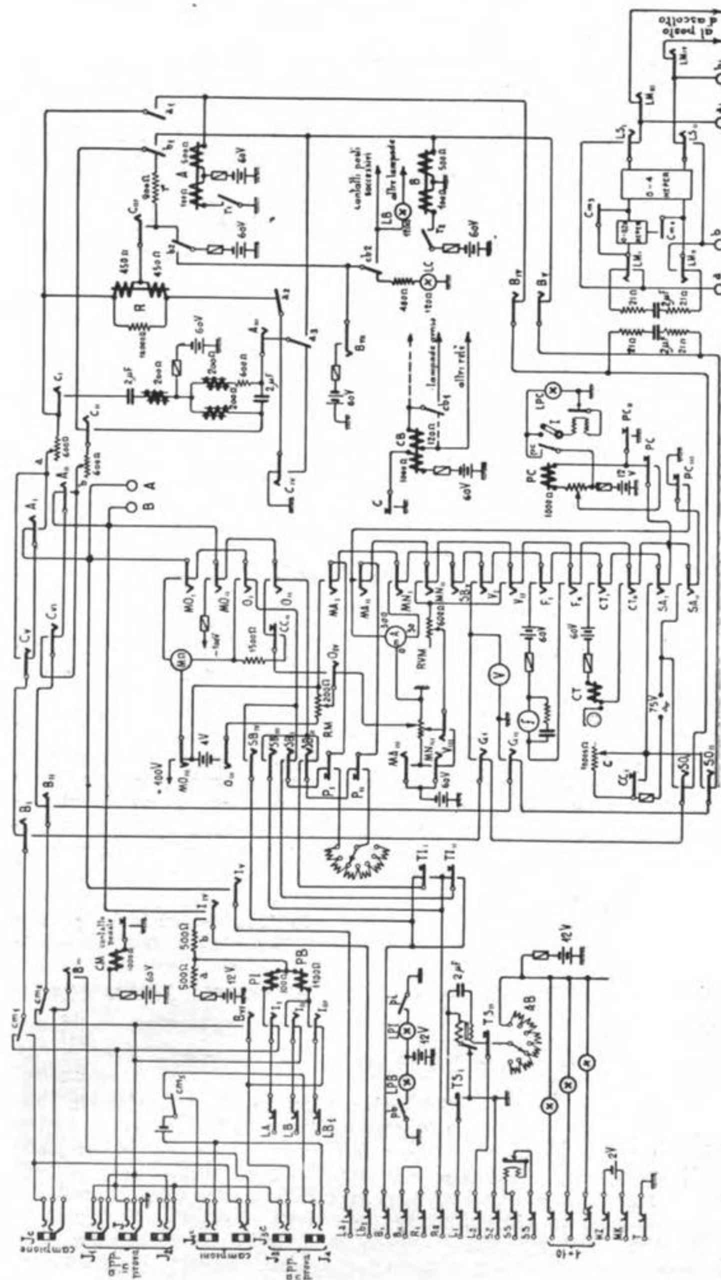
Diafonia. — La prova di diafonia fra circuiti d'apparecchi speciali (intercomunicanti e altri) e cordoni collettori, viene eseguita eguagliando la tensione a valle di un attenuatore variabile, alimentato dalla tensione disturbatrice, alla tensione di diafonia che si ottiene ai terminali del circuito disturbato. I due circuiti sono alimentati dalla stessa tensione a frequenza variabile da 100 a 2000 Hz circa (tono ad ululato): il passaggio attraverso questa gamma di frequenze si ripete 200 volte al minuto.

La misura viene eseguita includendo in ciascuno dei due circuiti, disturbatore e disturbato, gli organi con i quali esso deve funzionare.

Le letture all'attenuatore danno direttamente l'indicazione in neper della diafonia.

3. - Esempi di circuiti combinati per le prove.

Fra le numerose applicazioni ora accennate, può riuscire interessante seguirne qualcuna in modo più particolareggiato: si scelga, come esempio di combinazione rapida e pratica di circuiti, la prova degli apparecchi d'abbonato alla trasmissione. Il tavolo, di cui la fig. 2 riproduce il completo schema elettrico, consente col semplice gioco di qualche chiave, di eseguire detta prova in condizioni del tutto simili a quelle che si hanno in un'ordinaria conversazione, e ciò tanto per apparecchi alimentati a batteria centrale quanto per apparecchi alimentati a batteria locale.



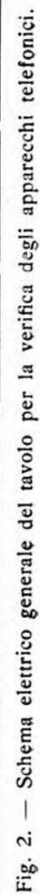


Fig. 2. — Schema elettrico generale del tavolo per la verifica degli apparecchi telefonici.

Apparecchi a batteria centrale. — La prova alla trasmissione si fa per paragone con un apparecchio campione. Questo si deriva per mezzo del contatto a spina J_c, mentre l'apparecchio da provare viene inserito attraverso il contatto J. La manovra della chiave A permette di collegare l'apparecchio in prova ad un circuito in cui facilmente si riconoscono gli elementi costitutivi essenziali di un primo preselettore Siemens: infatti attraverso a due resistenze variabili da 0 a 600 ohm (una per ogni filo di linea), le quali permettono di riprodurre varie condizioni di lunghezza della linea d'abbonato, l'apparecchio in prova si trova collegato da una parte ad un relè R di 900 ohm simile a quello di ugual nome del primo preselettore, e dall'altra ad una resistenza pure di 900 ohm che anch'essa ha la sua analoga nel primo preselettore. Il relè R, funzionando come nel preselettore, estende la linea e quindi il collegamento dell'apparecchio in prova ai due relè A e B destinati a riprodurre i noti relè di alimentazione del primo selettore di gruppo. I due relè si eccitano (A su terra da r_1, B su batteria da r_2) ed attraverso la chiusura dei contatti a_1 e b_1 collegano l'apparecchio in prova ad un traslatore pur'esso simile a quello dei primi selettori di gruppo.

Si può così effettuare la prova di trasmissione in condizioni simili a quelle della pratica di esercizio di una rete automatica: prova di trasmissione che si effettua attraverso una linea artificiale variabile da 0 a 4 neper e, se è il caso, attraverso anche ad una linea artificiale ausiliaria, variabile da 0 a 0,2 neper, destinata a rappresentare la tolleranza di minor efficienza alla trasmissione dell'apparecchio in prova. Durante la prova si inseriscono alternativamente (per il confronto) l'apparecchio in prova e quello campione, il che si ottiene azionando un contatto a pedale che eccita il relè di scambio $C\ M$.

Apparecchi a batteria locale. — La prova avviene in modo del tutto analogo ed in base a criteri simili a quelli sopra descritti. Con la differenza che l'inserzione degli apparecchi in prova e campione si fa ora, rispettivamente, a mezzo dei contatti a spina J_3 (linea) e J_4 (microfono) per il primo, e di quelli J_{3c} e J_{4c} per il secondo. Attraverso questi contatti si connette l'apparecchio direttamente al traslatore, escludendo tutto ciò che si trova solo nei circuiti dei sistemi automatici. Per il resto si procede come si è detto dianzi.

Per la prova della chiamata uscente si inserisce il generatore elettromagnetico sul voltmetro con le chiavi B e G; invece, per la prova della chiamata entrante, a mezzo delle chiavi B e SO si alimenta la suoneria con corrente a 75 volt, 20 hertz, mentre il tasto CC_1 permette di inserire, o chiudere in corto circuito, la resistenza di 10.000 ohm, variando così il regime di funzionamento della suoneria in esame.

— INFORMAZIONI E NOTIZIE —

Radioricevitore popolare tedesco. — E. Schwandt riferisce, nel *F. T. M. H.* del febbraio 1934, del successo che ha riportato in Germania il radioricevitore popolare (*Volksempfänger*), progettato dall'ing. Griessing, costruito in gran serie e destinato alla più larga diffusione, resa anche più facile da un'ampia organizzazione di vendita.

Per l'allestimento dei 500.000 esemplari di tale apparecchio, numerose ditte concorrono alla fabbricazione delle 400 parti di cui si

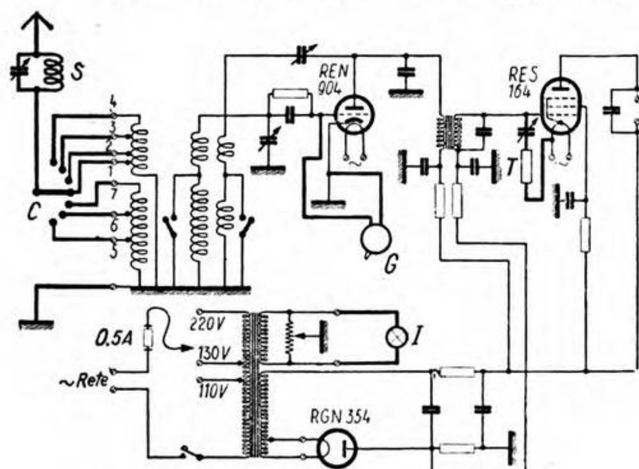


Fig. 1. — Schema del radioricevitore popolare.
(I tratti sottili rappresentano lo schema essenziale, i tratti grossi gli accessori supplementari).
C - commutatore di antenna; *G* - presa grammofonica; *I* - illuminazione della scala; *S* - circuito risonante; *T* - regolatore di tono.

compone ciascuno di essi; il prezzo di vendita di ogni radioricevitore è di 76 marchi, ed a questo si è potuti arrivare con assidui accorgimenti sia tecnici e costruttivi, sia organizzativi.

Sono stati studiati appositamente per questo ricevitore diversi accessori integrativi, di cui sono caratteristiche essenziali la semplicità e la praticità: con un piccolo supplemento di spesa si possono acquistare un filtro, un dispositivo per illuminare la scala, un regolatore di tono, e v'è la possibilità di avere anche tutti questi accessori riuniti in un solo apparecchio.

Nella fig. 1 si riporta lo schema del radioricevitore destinato all'alimentazione con corrente alternata; molti altri particolari ne sono descritti ed illustrati nella pubblicazione originale. *C. Bi.*

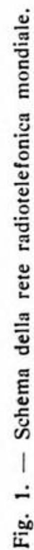


Fig. 1. — Schema della rete radiotelefonica mondiale.

La rete radiotelefonica mondiale. — Nel fascicolo di aprile 1934 di *E.F.D.* è stato pubblicato un quadro delle comunicazioni radiotelefoniche fra tutte le parti del mondo, aggiornato fino al marzo 1934.

La fig. 1 riproduce lo schema completo dei collegamenti; i cui elementi caratteristici più importanti sono riportati in una particolareggiata tabella nella rivista originale. Per ogni collegamento vi si trovano elencati: città e stazioni di estremità, data di attivazione, lunghezza, grado di modulazione, nominativo delle stazioni, frequenza e lunghezza d'onda, paesi a cui si estende il traffico, orario di funzionamento.

I collegamenti figurano suddivisi in:

— collegamenti che partono dall'Europa, in numero di 44;
— collegamenti fra paesi fuori d'Europa, in numero di 26;
— collegamenti con transatlantici, in numero di 4.

Il totale risulta di 74: numero che non può apparire evidente dal quadro di fig. 1, poichè in quest'ultimo mancano i collegamenti con i transatlantici, ed inoltre talune delle linee ivi tracciate rappresentano più di un collegamento fra gli stessi paesi.

Il collegamento più antico è quello fra Londra (stazione di Rugby) e New York (stazione di Rocky Point), con lunghezze d'onda fra 4316 e 5128 m, su una distanza di 2900 miglia marine (5370 km), attivato il 7 gennaio 1927.

Il collegamento più recente è quello fra San Francisco (stazione di Dixon) e Bandoeng (stazione di Malabar), con lunghezze d'onda fra 14,20 e 39,70 m, su una distanza di 7600 miglia marine (14.075 km), attivato il 1° febbraio 1934; questo collegamento è anche quello che copre la distanza maggiore fra tutti. *Sch.*

*

Gruppo Costruttori di Apparecchi Radio. — Costituitosi nel 1926 in seno all'Associazione Nazionale Fascista fra gli Industriali Meccanici ed Affini (A.N.I.M.A.), il G.C.A.R. riunisce attualmente in sè le principali ditte, la cui attività si riferisce alla costruzione di apparecchi radiotelegrafici o radiotelefonici, sia trasmittenti sia riceventi, o di alcuna delle loro parti.

Gli scopi di questo gruppo sono molteplici e vanno da quelli di indole tecnica (come ad esempio il miglioramento delle costruzioni e il coordinamento della produzione) a quelli di indole economica (quali la disciplina delle vendite e lo studio della legislazione doganale e fiscale), dall'organizzazione della Mostra Annuale della Radio, che si tiene a Milano ogni autunno, alla cura di pubblicazioni diverse. Di queste ultime sono già usciti, in occasione della più recente fiera di Milano, la prima edizione de « La legislazione radiotecnica italiana » e un « Elenco dei costruttori di apparecchi ed accessori radioelettrici ».

C. Bi.

NECROLOGIE

GIUSEPPE GIANFRANCESCHI

Il 9 luglio in Roma, dopo parecchi mesi di dolorosa malattia, moriva in età di 59 anni Padre Giuseppe Gianfranceschi S. J.

Dottore in matematica nel 1903 e in fisica nel 1905, dopo che era già entrato nel noviziato della Compagnia di Gesù, laureato poi in filosofia e in teologia, fu nominato nel 1909 assistente nell'Istituto di Fisica della R. Università di Roma e vi conseguì nel 1913 la libera docenza. Insegnò astronomia e fisica nella Pontificia Università Gregoriana, di cui fu rettore dal 1906 al 1930.

Chiamato in quell'anno a dirigere la Stazione « Radio Vaticano », presiedette alla sua entrata in esercizio, predisponendo la radiodiffusione del primo discorso del Sommo Pontefice ai cattolici di tutto il mondo e organizzando il servizio di comunicazione a onde corte con le lontane missioni e nunziature. Collaborò con Guglielmo Marconi ad attivare fra la stazione predetta e Castelgandolfo, sede della Specola Vaticana e residenza estiva del Santo Padre, il primo servizio di collegamento con microonde. Iniziò interessanti esperienze, che la malattia non Gli permise di continuare, sulla propagazione delle onde corte a grandissima distanza.

Eletto presidente della Pontificia Accademia delle Scienze « I nuovi Lincei » sotto il pontificato di Benedetto XV, e confermato da Pio XI, cui l'accademia deve il suo attuale rifiorire, P. Gianfranceschi spiegò nell'alto ufficio grande attività, promovendo importanti riunioni scientifiche ed istituendo premi rilevanti per concorsi internazionali, mentre entravano a far parte dell'accademia illustri scienziati italiani e stranieri.

Nella Sua produzione scientifica, ricca di oltre 130 lavori, è da ammirare una singolare attitudine alla spiegazione e alla volgarizzazione degli argomenti scientifici di maggior interesse e di attualità. Contribuì in tal modo validamente a far conoscere la teoria della relatività e quelle dei quanti e degli elettroni, e su parecchie questioni più recenti, e controverse dal punto di vista filosofico, espresse vedute originali.

Lascia larga eredità di affetti per il Suo carattere mite e tollerante. Per la serietà della coltura e per la genialità della mente, aperta a tutti i dibattiti della scienza, sarà ricordato, da quanti collaborarono o discussero con Lui, con estimazione e reverenza.

L. L.

Vol. III - N. 4 Agosto 1934-XII

ALTA FREQUENZA

SOMMAIRE

Notes de la Rédaction .. .. Page 393

G. DE FASSI et G. SALOM: Le magnétron comme générateur de microondes .. .. » 396

On résume d'abord la théorie de Hull sur l'effet d'un champ magnétique axial dans un diode cylindrique, et l'on indique les différents oscillateurs à magnétron et les interprétations des oscillations du type électronique et dynatron.

Ensuite on décrit une recherche expérimentale pour la détermination de la fréquence des oscillations dans un magnétron à anode sectionnée, en vue de la confirmation de la loi de Žáček-Okabe, et l'on expose une méthode qualitative pour la détermination de cette loi.

On indique enfin les résultats des mesures de fréquence et de puissance obtenus avec différents magnétrons, en les comparant avec ceux obtenus avec un triode dans un montage Barkhausen-Kurz.

M. FEDERICI: Quelques mesures acoustiques sur les haut-parleurs .. .. Page 423

On donne la définition des propriétés les plus importantes d'un haut-parleur, fidélité et rendement, et on examine le champ sonore produit par un hautparleur électrodynamique dans une pièce et à l'air libre.

On décrit la méthode de mesure des pressions sonores avec un microphone à condensateur, étalonné avec le disque de Rayleigh et le thermophone. On donne les résultats de quelques mesures sur des hautparleurs électrodynamiques, et on montre l'utilité de ces mesures pour juger de la qualité de reproduction des hautparleurs.

G. SACERDOTE: Ponts pour la mesure des fréquences .. Page 437

On rappelle quelques méthodes pour la mesure des fréquences, et on décrit un nouveau circuit à pont, au moyen duquel on peut mesurer cette grandeur par variation d'une seule résistance.

L. SANNIO: À propos d'un câble télégraphique sousmarin moderne: le câble entre S. Amaro (Portugal) et La Panne (Belgique) .. .. Page 444

Le câble S. Amaro-La Panne (1930) qui appartient à l'Italcable est le dernier câble télégraphique sousmarin qui a été posé; il représente pourtant même aujourd'hui, une des plus modernes expressions de la technique.

Après avoir esquissé rapidement le développement des câbles chargés et les difficultés particulières qu'ils présentent au duplexage, l'auteur illustre brièvement les caractéristiques des câbles pourvus d'inductance uniquement sur leur partie médiane et il expose l'oeuvre accomplie par la Section Technique de l'Italcable depuis les spécifications du cahier des charges jusqu'aux essais de fabbrication et à la réception finale.

Le comportement du conducteur aux variations des caractéristiques du courant qui le parcourt et des conditions ambiantes, est exposé et illustré de façon à démontrer l'interdépendance des caractéristiques mêmes et la difficulté d'obtenir ce compromis de conditions qui est ensuite mesuré pratiquement par une valeur satisfaisante de l'atténuation.

L'auteur fait aussi mention des moyens techniques qui servent à protéger les câbles contre les troubles éventuels et parasites et il relate les essais faits pour la première fois pendant l'immersion de ce câble, afin de vérifier la réalisation effective d'un haut degré d'immunité.

Lettres à la Rédaction .. .. Page 474

Résumés .. .. » 477

Chronique .. .. » 492

Livres et Publications .. .. » 495

Brevets .. .. » 498

Appareils nouveaux:

A. MONDARDINI: Table pour le contrôle des appareils téléphoniques .. .. » 502

Informations .. .. » 509

Nécrologie: G. Gianfranceschi .. .. » 512

Vol. III - N. 4 Agosto 1934-XII

ALTA FREQUENZA

CONTENTS

Editorial .. .. Page 393

G. DE FASSI and G. SALOM: The magnetron as generator of microwaves .. .. » 396

Hull's theory on the effect of an axial magnetic field in a cylindrical diode is first dealt with, giving some consideration to the different magnetron oscillators and to the actual knowledge of electronic and dynatron oscillations.

An experimental investigation on the measurement of oscillation frequency in a split-anode magnetron, in order to check the Žáček-Okabe law, is then described, and a qualitative explanation of this law is given.

Measurements of frequency and power output of several magnetrons are then described, and the results compared with those obtained by a Barkhausen-Kurz triode oscillator.

M. FEDERICI: Some acoustical measurements on loudspeakers .. .. Page 423

The most important properties of a loud-speaker, fidelity of reproduction and efficiency, are first defined and the distribution of the sound field of a loudspeaker in the open air or in an enclosed room is then examined.

There follows a description of the method of measuring sound pressure with a condenser microphone, calibrated with the Rayleigh disc and the thermophone.

The results of some measurements on electrodynamic loudspeakers are given and the usefulness of these measurements in judging the quality of reproduction of loudspeakers is shown.

G. SACERDOTE: Bridges for frequency measurements .. Page 437

A brief description is given of the methods used for frequency measurements, and of a new bridge for the determination of frequency by only varying a resistance.

L. SANNIO: A modern telegraph submarine cable: the cable between S. Amaro (Portugal) and La Panne (Belgium) .. .. Page 444

The S. Amaro-La Panne (1930) *cable, which belongs to the Italcable Company, was the last telegraph submarine cable of great length to be laid. It therefore represents, even to-day, one of the most up-to-date examples of submarine cable technique.*

After a review of the development of loaded cables and of the special difficulties met in duplexing them, the author gives a brief illustration of the characteristics of the partially loaded cables and describes the work done by the Italcable's Technical Department from the drawing up of the specification, to the shop tests and to the final acceptance test.

The behaviour of the conductor with the variation of the characteristics of the current flowing through it, and of the surrounding conditions, is described, indicating the interdependence of such characteristics and the difficulty in obtaining that compromise of conditions which has led to a satisfactory value of the attenuation. The tests done on the working cable confirm the soundness of the procedure adopted.

The author also refers to the technical means adopted to protect the cable against occasional and erratic troubles, and describes the tests made during the laying of the cable, in order to verify the high degree of immunity obtained.

Letters to the Editor .. .. Page 474

Abstracts .. .. » 477

Chronicle .. .. » 492

Books and Publications .. .. » 495

Patents .. .. » 498

New Apparatus:

A. MONDARDINI: Testing stand for telephone apparatus » 502

Information .. .. » 509

Obituary: G. Gianfranceschi .. .. » 512

Vol. III - N. 4 Agosto 1934-XII

ALTA FREQUENZA

INHALT

Anmerkungen der Schriftleitung .. .. Seite 393

G. DE FASSI und G. SALOM: Das Magnetron als Ultrakurzwellenerzeuger .. .. » 396

Verf. berichten über die Hull' sche Theorie eines axialen magnetischen Feldes in einer zylindrischen Diode, über verschiedene Magnetronsender, sowie über die in ihnen erzeugten Schwingungsformen.

Sie beschreiben ferner einen Versuch zur Bestimmung der Schwingungsfrequenz in einem mit geschlitzter Anode versehenen Magnetron und geben eine qualitative Methode an zum Beweis des Žáček-Okabe' schen Gesetzes.

Zum Schluss berichten sie über die Ergebnisse der Frequenz- und Leistungs-Messungen in einer Magnetronschaltung und vergleichen diese Ergebnisse mit denen, die in einer Barkhausen-Kurz' schen Schaltung erhalten worden sind.

M. FEDERICI: Einige akustische Messungen an Lautsprechern .. .. Seite 423

Die wichtigsten Eigenschaften eines Lautsprechers, Güte und Wirkungsgrad, werden zunächst definiert, und das vom Lautsprecher in einem geschlossenen Raum oder im Freien erzeugte Schallfeld besprochen.

Es folgt eine Beschreibung der Methode der Schalldruckmessung mit dem Kondensatormikrophon, das man mit der Rayleigh' schen Scheibe und dem Thermophon eicht.

Die Ergebnisse einiger Messungen an dynamischen Lautsprechern werden angegeben und ihre Bedeutung für die Beurteilung der Güte von Lautsprechern diskutiert.

G. SACERDOTE: Frequenzmessbrückenschaltungen .. .. Seite 437

Es werden verschiedene Methoden der Frequenzmessungen und eine neue Brückenschaltung beschrieben, die die Frequenzmessung durch Veränderung eines einzigen Widerstandes auszuführen gestattet.

L. SANNIO: Ein neues Telegraphie-Seekabel: S. Amaro (Portugal) - La Panne (Belgien) .. .. Seite 444

Das S. Amaro-La Panne Kabel der Italcable Ges. (1930) ist das letzte Telegraphie-Kabel von grosser Länge, das verlegt worden ist; es stellt daher eine der neuzeitlichsten Schöpfungen der Technik auf diesem Gebiete dar.

Nach einem kurzen Ueberblick über die Entwicklung der belasteten Kabel und die eigenartigen Schwierigkeiten, die sich der Verwirklichung des Duplex-Verkehrs entgegenstellen, schildert Verf. in grossen Zügen die Eigenschaften des nur in seinem Mittelteil mit Induktivität versehenen

Kabels und erörtert das von der technischen Abteilung der Italcable ausgeführte Werk von der Verfassung der Vertragsausführungsbestimmungen bis zu den Fabriksversuchen und der endgültigen Abnahmeprüfung.

Sodann erläutert Verf. das Verhalten des Kabels bei verschiedenen Belastungen und veränderlichen Umgebungsverhältnissen. Durch geeignete Bemessung einander entgegenwirkender Faktoren gelingt es, diejenigen Betriebsverhältnisse zu erreichen, bei denen die Gesamtdämpfung den günstigsten Wert annimmt.

Schliesslich erwähnt Verf. die technischen Mittel, durch die das Kabel vor eventuellen Störungen geschützt wird und setzt die Prüfungen auseinander, die bei der Verlegung dieses Kabels zum ersten Male angewandt wurden; hierdurch ist der Beweis erbracht worden, dass das Kabel im höchsten Grade vor solchen Störungen frei ist.

Briefe an die Schriftleitung .. .. Seite 474

Literatur .. .. » 477

Chronik .. .. » 492

Besprechungen .. .. » 495

Patente .. .. » 498

Neue Apparate:

A. MONDARDINI: Prüftisch für Telephon-Apparate .. » 502

Technische Nachrichten .. .. » 509

Nekrologe: G. Gianfranceschi .. .. » 512



Ing. RENATO SAN NICOLÒ, *Direttore responsabile*

INDUSTRIE GRAFICHE ITALIANE STUCCHI – Via Marcona, 50 – MILANO – 1934-XII

Pubblicazioni dell'« A. E. I. »

L'ELETTROTECNICA – Periodico trimensile.
Giornale ed Atti dell' A. E. I. (si pubblica il 5, 15, 25 di ogni mese).

Annate arretrate .... cad. ...	L.	100,—
più per postali ...	»	10,—
Abbonamento: per il Regno	»	100,—
» per l'Estero	»	150,—
Un numero separato: per il Regno	»	4,—
» » per l'Estero	»	6,—
più per postali	»	0.50
» » estero ...	»	1.50

ALTA FREQUENZA – Periodico bimestrale.
Rivista di Radiotecnica, Telefonia e acustica applicata.

Annata 1932	L.	30,—
» *per i Soci dell'* A. E. I.	»	20,—
Annata 1933	»	40,—
» *per i Soci dell'* A. E. I.	»	30,—
Abbonamento 1934	»	40,—
» *per i Soci dell'* A. E. I.	»	30,—
Un numero separato	»	10,—
più per postali	»	1.—

SUNTI E SOMMARI – Bollettino mensile.
Documentazione Bibliografica. Estratto da L'ELETTROTECNICA.

Abbonamento: per il Regno	L.	15,—
» per l'Estero	»	30,—

ANNUARIO A. E. I. – N. 1 **(Gennaio)** – Notizie sulla A. E. I. – Statuto e Regolamento dell' A. E. I. – Pubblicazioni – Elenco Soci .... Prezzo L. 10,—
gratis ai Soci

N. 2 **(Luglio)** – Repertorio Elettrotecnico – Variazioni al N. 1 – Elenco Leggi .... Prezzo L. 10,—
gratis ai Soci
più per postali ... L. 1,—

NORME DELL'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA.

Norme per le **Lampade Elettriche.**

Prezzo di ciascun fascicolo ...	L.	3,—
per i Soci	»	2,—
più per postali ...	»	0,50

Norme per l'ordinazione ed il collaudo delle **Macchine Elettriche per Trazione.**
Norme per l'ordinazione ed il collaudo dei **Motori primi idraulici.**
Norme per l'ordinazione e il collaudo degli **Isolatori di Porcellana.**
Norme per l'ordinazione ed il collaudo dei **Tubi Elettronici a catodo incandescente e ad alto vuoto.**
Norme per la fornitura dei **Cavi in carta impregnata.**
Norme per i **Trasformatori di misura.**
Norme per la **Costruzione e l'esercizio degli impianti elettrici nei teatri e locali di spettacolo in genere.**
Norme per gli **Olii per Trasformatori.**
Norme per gli **Impianti elettrici degli Apparecchi Radiologici ed Elettromedicali.**
Norme per gli **Interruttori in Olio.**
Norme per la fornitura di **Cavi e conduttori isolati in gomma.**
Norme per i **Contatori monofasi ad induzione.**

Prezzo di ciascun fascicolo ...	L.	4,50
per i Soci	»	3,—
più per postali ...	»	1.—

Norme per l'esecuzione e l'esercizio degli **Impianti Elettrici.**

Prezzo	L.	6,—
per i Soci	»	4,—
più per postali ...	»	1,—

Norme per l'ordinazione e il collaudo delle **Macchine elettriche.**
Norme per l'esecuzione e l'esercizio degli **Impianti di Bordo.**

Prezzo di ciascun fascicolo ...	L.	9,—
per i Soci	»	6,—
più per postali ...	»	1.—

STATISTICA DEGLI IMPIANTI ELETTRICI IN ITALIA.

Vol. I. Dati elettrotecnici sulle distribuzioni di energia elettrica nei **Comuni e Colonie** d'Italia (III edizione compreso l'aggiornamento 1933).

Prezzo	L.	30,—
per i Soci	»	21.
più per postali ...	»	2.50

Vol. II. Elenco delle **Centrali** di produzione di energia elettrica coi dati tecnici quantitativi sulla generazione, trasformazione, distribuzione dell'energia elettrica in Italia. Nuova edizione completa di oltre 800 pagine per più di 2300 Centrali.

Prezzo ridotto ..	L.	100,—
per i Soci	»	60,—
più per postali ...	»	6.50

Per acquisti rivolgersi all' **Ufficio Centrale dell' A. E. I.**
Via San Paolo, 10 - Milano (2/2)

I versamenti possono essere eseguiti a mezzo Posta giro al N. 3/1189 su Milano


Biblioteca
nazionale
centrale
di Roma



VOL. III - N. 5 (PUBBLICAZIONE BIMESTRALE) OTTOBRE 1934 - XII

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

SOTTO IL PATROCINIO
DEL CONSIGLIO NAZIONALE DELLE RICERCHE
DELL'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
DELLA SOCIETÀ ITALIANA DI FISICA





ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
MILANO (2/2) - VIA SAN PAOLO, N. 10

CONTO CORRENTE CON LA POSTA

Vol. III Ottobre 1934 - XII N. 5

ALTA FREQUENZA

DATI E MEMORIE SULLE RADIOCOMUNICAZIONI E RIVISTA DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

Edita dall'Associazione Elettrotecnica Italiana
Redazione e Amministrazione: Milano, (2/2), Via S. Paolo, 10

È gradita la collaborazione dei lettori. – Gli scritti dei singoli Autori non impegnano la Redazione e quelli della Redazione non impegnano il Comitato Direttivo. – I manoscritti non si restituiscono.

Per le inserzioni: **Ufficio Pubblicità de "L'Elettrotecnica" - Milano (2/2), Via S. Paolo, 10**

Un numero separato **L. 10** Abbonamento annuo **L. 40**

SOMMARIO

Pag.

Note di Redazione: Teoria degli amplificatori elettronici - I tubi elettronici come modulatori - Radiogoniometria - Prove sui quarzi 513

Memorie e Articoli:

C. Matteini: Influenza delle capacità interelettrodiche sul funzionamento degli amplificatori a tubi elettronici 517

A. Marino: Sulle caratteristiche di modulazione e di funzionamento dei tubi amplificatori a radiofrequenza 541

V. De Pace: I radiogoniometri 598

Recensioni: Applicazioni varie - Elettrocomunicazioni a onde convogliate - Fisica generale - Fotoelettricità - Impianti e accessori radiotecnici - Misure 622

Cronaca tecnica: Applicazioni varie - Fisica generale - Misure - Tubi elettronici 632

Libri e Pubblicazioni: G. Castelfranchi: *Fisica moderna* - D. E. Ravalico: *La moderna supereterodina* - F. Bloch: *Les électrons dans les métaux. Problèmes statiques. Magnétisme* - L. Brillouin: *Les électrons dans les métaux du point de vue ondulatoire* - J. J. Trillat: *Les preuves expérimentales de la mécanique ondulatoire. La diffraction des électrons et des particules matérielles* - *Radio Industria* - Pubblicazioni ricevute 635

Brevetti: Generatore di oscillazioni di rilasciamento - Rilievo delle proprietà di trasmissione delle linee elettriche - Perfezionamento ai tubi elettronici a sei elettrodi - Perfezionamento ai ricevitori a supereterodina - Sistema di sincronizzazione per ricevitori di televisione 639

Nuovi Apparecchi:

S. Rosani: La verifica delle piastrine di quarzo per mosaici da proiettore ultrasonoro 643

Informazioni e Notizie: Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris - XXXIX Riunione annuale dell'A. E. I. - Concorso a premio indetto dal C. N. R. 650

Résumés en langue française
English summaries
Summarische Uebersichten in deutscher Sprache

Vol. III Ottobre 1934 - XII N. 5

ALTA FREQUENZA

Teoria degli amplificatori elettronici.

Lo studio del collega MATTEINI, relativo all'influenza che le capacità interelettrodiche esercitano sul comportamento degli amplificatori, dà una chiara idea, se non andiamo errati, dei progressi compiuti e dei successi raggiunti dalla schiera di studiosi e di tecnici, cui egli appartiene, che si adoperano per sottoporre ad una sempre più completa indagine quantitativa il modo di funzionare dei circuiti radiotecnici.

La battaglia contro l'empirismo, più o meno felicemente guidato dall'esperienza e dall'intuito e, comunque, non mai completamente eliminabile dalla tecnica, continua serrata e segna progressive conquiste.



La funzione essenziale del triodo, schematizzata e individuata mediante due soli parametri (conduttanza anodica e coefficiente di amplificazione, ovvero conduttanza anodica e conduttanza mutua, o simili) non permette in molti casi di prevederne abbastanza bene il funzionamento, se non è completata dalla considerazione delle capacità elettrostatiche reciproche degli elettrodi contenuti nel tubo. Il comandante Matteini svolge appunto lo studio dell'azione esercitata da queste capacità e mostra come esse modifichino le caratteristiche del circuito di entrata del tubo e il comportamento del sistema come amplificatore, sia nel caso di un semplice stadio con un solo circuito risonante, sia in quelli dei così detti amplificatori con filtri di banda e degli amplificatori a trasformatore, ad uno od a più stadi. E mette in rilievo per quali motivi l'amplificazione non possa essere spinta al di là di certi limiti, sotto pena di cadere in condizioni di instabilità e di innesco di autooscillazioni perturbatrici; e con quali procedimenti e con quali formule si possano determinare quei limiti.

In fondo, da quando si prese a trattare i problemi della radiotecnica come problemi scientifici ed industriali ad un tempo e prevalsero anche qui, con grande vantaggio del progresso, gl'indirizzi propri dell'ingegneria e dell'ingegneria elettrotecnica in particolare, si può dire che la mira di ogni sforzo è direttamente o indirettamente sempre la stessa. Si vuol giungere a prevedere il funzionamento degli apparati e a dominarne gli elementi, ossia a progettarli in modo razionale e completo, nella forma ad un tempo più economica e meglio rispondente agli scopi prefissi, senza incognite e senza incertezze, in ma-

niera da lasciare una parte minima ai tentativi e agli adattamenti da farsi « a posteriori ».

Siamo giunti così allo stesso punto di perfezione e di sicurezza, con cui si progettano le macchine elettriche? Evidentemente no. Il tubo elettronico, elemento essenziale dei radioapparati, non ha ancora caratteristiche così definite e stabili, come quelle dei circuiti magnetici e dei circuiti elettrici, che costituiscono le macchine. Ed anche se sono sempre più definite e più stabili, tali caratteristiche appariscono tuttavia molto complesse e risultano perciò poco maneggevoli, quando si voglia spingersi avanti verso approssimazioni ognor più minuziose.

Basti rilevare che anche in uno studio, ch'è così a giorno dei più recenti progressi e li arricchisce di nuovi contributi, non si è tenuto conto, nè si poteva farlo, della non sinoidalità di tensioni e correnti in talune parti dei circuiti connessi coi tubi elettronici e, quel che più conta, si sono messi a calcolo come perfettamente costanti i due parametri caratteristici del tubo. Ora è ben noto, quali e quanti elementi influiscano sul valore di quei parametri, a seconda che si faccia funzionare il tubo in un intorno più o meno ampio dell'una o dell'altra delle innumerevoli sue condizioni di funzionamento possibile.

Ciò non diminuisce i vantaggi che derivano intanto dalla crescente perfezione e dalla più sicura uniformità dei tubi, le quali permettono di contare con sicurezza su determinati valori ed assicurano sempre meglio la intercambiabilità dei tubi stessi, mentre consentono di estendere, quando si voglia, a sempre più ampie regioni di funzionamento la relativa costanza di quei parametri.

Sopra tutto è grande l'aiuto, che deriva al progettista da studi come quello del Matteini, i quali gli permettono di rendersi conto di importanti influenze, un tempo del tutto oscure e rivelantisi soltanto attraverso gli effetti, spesso impreveduti, che si notavano nel funzionamento pratico degli apparati. Si ha modo così di ridurre di molto il « giuoco », che ancora si deve lasciare in sede di progetto per la parte riservata ai tentativi e alle prove di adattamento, e di disporre di una guida efficace per lo svolgimento razionale, e quindi rapido e conclusivo, di quei tentativi e di quelle prove.

I tubi elettronici come modulatori.

Molte delle osservazioni esposte or ora riescono appropriate anche per il caso dell'articolo del colonnello MARINO, nel quale i tubi elettronici sono studiati sotto il particolare aspetto del loro impiego per la modulazione.

Per chi debba progettare un radiotrasmettitore, presenta importanza fondamentale il problema della scelta e del proporzionamento del sistema di modulazione: sia dal punto di vista della correttezza del funzionamento, sia da quello dell'economia d'impianto e d'esercizio. Nella prima fase del progetto, quando

si stabiliscono le linee fondamentali del complesso, non si ha generalmente a disposizione altro che le caratteristiche statiche dei tubi, fornite dalle ditte costruttrici: diviene necessario arguirne, quale sarà il loro comportamento come modulatori o come amplificatori di tensioni a radiofrequenza modulate. Può allora riuscire di buon ausilio la guida che il nuovo lavoro offre, non solo fornendo criteri di orientamento nel progetto, ma anche mostrando la via per ricavare dalle caratteristiche statiche dei tubi quelle di modulazione o di funzionamento come amplificatori, le quali più direttamente interessano.

Non soltanto al tecnico specialista pensiamo abbia a riuscire utile la consultazione dell'articolo, ma anche al lettore non strettamente specializzato. Al quale consigliamo di superare con fiducia il primo scoglio dell'inevitabile complessità della trattazione, per giungere poi a impadronirsi del quadro completo del funzionamento dei modulatori: ciò è in fondo indispensabile per chi voglia comprendere appieno parecchie interessanti questioni, che di frequente si affacciano nella tecnica e trovano eco nella letteratura internazionale.

Alle deduzioni teoriche il lavoro fa seguire l'appoggio di una conferma sperimentale opportunamente documentata. Ne risulta, a favore del procedimento proposto, la sanzione della piccolezza degli scarti fra i risultati del calcolo e quelli della esperienza.

Radiogoniometria.

La radiogoniometria costituisce certo la più antica, oltre che una delle più importanti fra le applicazioni della radiotecnica. Intravista appena l'attitudine delle onde elettromagnetiche a trasmettere energia attraverso lo spazio, era naturale, che nascesse il desiderio e fosse valutata l'utilità di determinare la direzione, secondo cui la propagazione di energia si verifica.

La possibilità, offerta al navigatore marittimo od aereo, di individuare la propria posizione, ovvero all'osservatore, situato in un punto fisso, di determinarla per lui e di comunicargliela, costituisce un aiuto di pregio talvolta inestimabile, messo a disposizione dell'arte nautica. Nè si può tacere che quella possibilità ha grande importanza anche nel campo bellico, come ben dimostrarono taluni memorabili eventi della grande guerra.

Mentre nuove applicazioni della dirigibilità dei fasci di energia elettromagnetica, specie nel dominio sempre più attraente e fecondo delle onde ultracorte e delle microonde, si vengono attuando, riuscirà senza dubbio interessante per molti lettori lo scritto monografico del comandante DE PACE sulla radiogoniometria propriamente detta: cioè sugli apparecchi che, nel campo delle onde medie, offrono ormai un mezzo sicuro per determinare la direzione di propagazione di un segnale e per individuare in modo attendibile il rilevamento del trasmettitore. Tale risultato è stato raggiunto grazie ai frutti di una ormai

lunga esperienza e grazie allo studio accurato e geniale di tutte le cause di errore che possono infirmare le indicazioni del radiogoniometro, sì che la forma attuale di esso costituisce uno dei più notevoli successi ed uno dei vanti maggiori della radiotecnica.

Prove sui quarzi.

L'arte di ricavare dai cristalli di quarzo piastrine, sbarrette, dischetti, anelli, adatti a funzionare come risuonatori piezoelettrici, si va ormai affermando in Italia, grazie all'iniziativa di studiosi, di tecnici e di industriali, opportunamente stimolata dalle amministrazioni governative. Ciò ha manifesta importanza così dal punto di vista economico, come da quello della difesa nazionale in relazione con le importanti applicazioni della piezoelettricità a certi rami della tecnica militare.

All'intimo intrecciarsi di quest'ultima con le scienze, cui la nostra rivista è dedicata, dà particolare rilievo la significativa coincidenza, per effetto della quale il presente fascicolo potrebbe chiamarsi « delle forze armate ». Sono infatti ufficiali in servizio permanente effettivo i colleghi Matteini, Marino, De Pace e ROSANI, al quale ultimo è dovuta la nota, che riportiamo nella rubrica « Nuovi Apparecchi ». Essa tratta appunto della prova delle piastrine di quarzo e descrive alcuni semplici ed efficaci dispositivi, che hanno avuto piena e felice sanzione dalla pratica.

LA REDAZIONE.

INFLUENZA DELLE CAPACITÀ INTERELETTRODICHE SUL FUNZIONAMENTO DEGLI AMPLIFICATORI A TUBI ELETTRONICI

CARLO MATTEINI

Si ricordano dapprima i fenomeni provocati dalle capacità interelettrodiche nel funzionamento dei tubi elettronici come amplificatori e si determinano quantitativamente tali effetti, partendo dalla considerazione degli sfasamenti fra la tensione di eccitazione della griglia e quella di utilizzazione nel circuito anodico.

Sulla base delle equazioni così dedotte, vengono esaminate le modificazioni che subiscono le curve di risonanza degli amplificatori a circuito anodico accordabile (anodo sintonizzato) e a filtri di banda e viene calcolato il guadagno di amplificazione dovuto alla reazione, che si esercita attraverso la capacità anodo-griglia.

Successivamente sono determinati i limiti superiori dell'amplificazione, che non debbono essere raggiunti, affinchè il funzionamento sia stabile, per gli amplificatori a uno ed a più stadi, sia a circuito anodico accordabile, sia a trasformatori. Vengono inoltre riportati i diagrammi che permettono di valutare il guadagno dovuto agli effetti di reazione nelle varie condizioni di funzionamento stabile.



1. - Generalità.

Le capacità interelettrodiche di un triodo ne alterano il normale comportamento e ne disturbano la funzione amplificatrice. Infatti la reazione che il circuito anodico di utilizzazione esercita sul circuito di griglia, attraverso la capacità placca-griglia, produce una sensibile modificazione nei valori della resistenza e della capacità dello spazio griglia-filamento, rispetto alle condizioni statiche.

L'eliminazione di questi inconvenienti, messi per la prima volta in luce dal Miller (1), si può ottenere: sia con l'adozione degli schemi di amplificatori a neutrodina, sia con l'uso dei tubi a griglia schermo.

Anche con i tubi a griglia schermo la capacità fra anodo e griglia non è rigorosamente uguale a zero e il valore residuo di essa, per quanto piccolo, altera il funzionamento del tubo amplificatore. Perciò l'amplificazione massima ottenibile non sempre è limitata unicamente dalle caratteristiche del tubo e dei circuiti ad esso associati, e si hanno casi, in cui il limite è posto anche qui dalla possibilità d'innescamento di autooscillazioni.

Nelle loro linee generali questi fenomeni sono ormai noti e sono

---

(1) J. M. MILLER: B. S. Bull., 1919, 351.

stati trattati da vari autori (²); ma è parso di un certo interesse riprenderne l'esame, sia per cercar di ottenere formule di più facile applicazione allo studio ed al progetto degli amplificatori a radiofrequenza, sia per mettere in evidenza le modificazioni che subiscono le caratteristiche degli amplificatori per effetto delle capacità interelettrodiche, anche quando il funzionamento di essi è stabile e si è lontani dalle condizioni di innescamento.

2. - Caratteristiche del circuito di entrata di un tubo elettronico.

Gli elettrodi di un triodo formano un sistema di capacità come quello rappresentato schematicamente nella fig. 1. In un normale

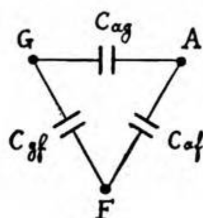


Fig. 1. — Schema delle capacità interne di un triodo.

amplificatore a triodi (fig. 2), se applichiamo fra griglia e filamento una tensione alternativa di ampiezza E_g, supposta perfettamente sinoidale, si hanno, oltre alle normali correnti che circolano per effetto

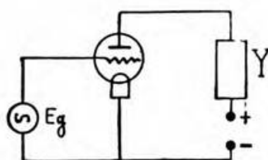


Fig. 2. — Schema di un amplificatore a triodo.

del funzionamento specifico del triodo, anche correnti di capacità attraverso gli elettrodi.

(²) R. T. BEATTY: W. E. a. E. W., 1928, V, p. 3.
J. R. NELSON: Proc. I. R. E., 1929, XVII, p. 320.
J. R. NELSON: Proc. I. R. E., 1930, XIX, p. 88.
F. M. COLEBROOK: W. E. a. E. W., 1933, X, p. 657.
E. L. CHAFFEE: Theory of Thermionic Vacuum Tubes - Mc Graw-Hill, New York, 1933, cap. XI.
F. E. TERMAN: Radio Engineering - Mc Graw-Hill, New York, 1932, cap. VI.

Consideriamo lo schema della fig. 3, equivalente (3) a quello della fig. 2, e ammettiamo, per maggior generalità, che il circuito di utilizzazione sia costituito da un'induttanza L, una capacità C e una conduttanza G_o in parallelo. Siano C_{ag}, C_{af}, C_{gf} rispettivamente le capacità interelettrodiche fra anodo e griglia, anodo e filamento, griglia

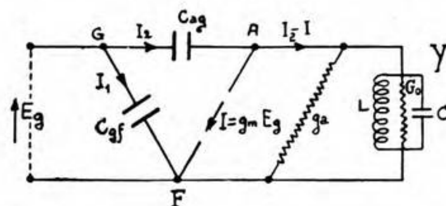


Fig. 3. — Circuito equivalente in parallelo di un amplificatore a triodo.

e filamento. Per comodità di trattazione ammetteremo che la C_{af} sia conglobata nella capacità C del circuito oscillatorio.

Assunto come verso positivo delle correnti e delle tensioni quello indicato dalle frecce nella fig. 3 e ammessa l'ipotesi che tutte le com-

(3) Nello studio degli amplificatori a triodi si fa in generale riferimento ad uno schema (fig. 3 bis), nel quale il triodo, per la parte riguardante il circuito anodico, è assimilato ad un alternatore, di f.e.m. μE_g e di resistenza interna r_a, che alimenta un'impedenza Z. Una tale equivalenza deriva dalla considerazione che, se si scrive l'equazione

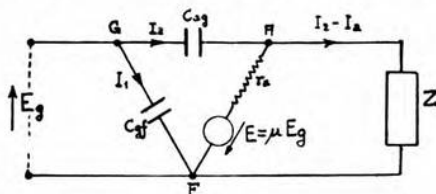


Fig. 3 bis. — Circuito equivalente in serie di un amplificatore a triodo.

del Vallauri riferita ai vettori delle varie componenti variabili, quando si trascurino le componenti continue e gli effetti delle capacità interelettrodiche ($C_{ag} = 0$, $I_2 = 0$), nel caso di grandezze sinoidali, si ha:

[1'] $$\mu E_g = r_a I_a + Z I_a ;$$

equazione che è identica a quella che si può stabilire fra la f.e.m. di un alternatore di impedenza interna r_a e le cadute di tensione interna ed esterna. Se si divide la [1'] per r_a e si indicano con $g_a = 1/r_a$ la conduttanza del triodo e con $Y = 1/Z$ l'ammettenza del circuito di utilizzazione, si ottiene:

[2'] $$g_m E_g = I_a + \frac{g_a}{Y} I_a$$

essendo $g_m = g_a \mu$ la conduttanza mutua del triodo.

ponenti variabili siano sinoidali, si deducono dai principi di Kirchhoff le relazioni vettoriali :

[1] $$E_g + j \frac{I_1}{\omega C_{gf}} = 0$$

[2] $$E_g + j \frac{I_2}{\omega C_{ag}} - \frac{I_2}{g_a + Y} + \frac{g_m E_g}{g_a + Y} = 0 \, ,$$

Negli stessi limiti di validità dell'equivalenza derivante dalla [1′] si può quindi considerare il triodo anche equivalente ad un generatore di corrente alternata di intensità $g_m E_g$, in derivazione sul quale si trovano la conduttanza g_a e l'ammettenza Y. Lo schema che si può disegnare in base a quest'altra equivalenza (fig. 3) può definirsi *schema equivalente in parallelo*, per distinguerlo dal primo che può essere chiamato *equivalente in serie* (E. L. CHAFFEE : loc. cit., cap. VIII ; N. R. BLIGH : W. E. a. E. W., 1930, VII, p. 480).

Come nel primo caso (fig. 3 bis) si può ritenere che il generatore abbia una resistenza zero, e considerare la sua resistenza r_a nel circuito esterno, così nel secondo caso si può ammettere che il generatore di corrente abbia una resistenza interna infinita e nello stesso tempo l'attitudine ad essere attraversato da una corrente finita, ciò che fisicamente può apparire un'ipotesi meno accettabile della prima.

Tuttavia queste equivalenze non vanno intese nel senso di permettere in ogni caso la esatta interpretazione fisica dei fenomeni cui si riferiscono, ma semplicemente di renderne più agevole la trattazione matematica. Se quindi, come nel caso presente, implicano qualche ipotesi che può apparire in contrasto con la realtà, una volta verificata la loro validità dal punto di vista analitico e fissati i limiti entro cui possono essere applicate, possono ugualmente riuscire di utile impiego ed essere tanto più giovevoli, quanto più conducono ad espressioni semplici. Tale è appunto il caso del circuito equivalente in parallelo, che risulta più conveniente di quello in serie, quando, come in molti casi interessanti la radiotecnica, il circuito di utilizzazione è a sua volta costituito da elementi in parallelo.

Così ad esempio la nota espressione dell'amplificazione fornita da un triodo (sempre nell'ipotesi di $C_{ag} = 0$), intesa come rapporto fra la tensione E_a di A rispetto a F e la tensione E_g di G rispetto a F, che per lo schema della fig. 3 bis è uguale a :

$$a = - \frac{\mu Z}{r_a + Z} \, ,$$

come si ricava dalla [1′] ricordando che $E_a = - Z I_a$ (dove il segno — compare in base alla convenzione fatta circa i segni delle tensioni e delle correnti), per lo schema in parallelo diviene :

$$a = - \frac{g_m}{g_a + Y} \, ,$$

come si ricava dalla [2′], ovvero anche dalla precedente, moltiplicando numeratore e denominatore per g_a Y. (Si ha cioè l'amplificazione come rapporto fra la conduttanza mutua del triodo e la somma delle ammettenze esistenti nel circuito anodico.

avendo i simboli i significati loro attribuiti nella fig. 3 ed essendo g_a la conduttanza interna del triodo, g_m la conduttanza mutua, Y l'ammettenza totale del circuito anodico di utilizzazione (ivi compresa la suscettanza del condensatore C_{af}) ed ω la pulsazione della f.e.m. impressa alla griglia.

Il termine $-g_m/(g_a + Y)$ indica l'amplificazione α (3) fornita dal triodo, nell'ipotesi di $I_2 = 0$. Se il circuito anodico si comporta come puramente ohmico (come ad esempio nel caso della fig. 3, quando è accordato sulla frequenza impressa alla griglia) α è un numero reale negativo; se invece la Y è una quantità complessa si può porre:

$$\frac{E_a}{E_g} = \alpha = -\frac{g_m}{g_a + Y} = -a\,e^{j\varphi}$$

dove $a = |\alpha|$ e $\varphi = 180° - \Psi$, avendo posto uguale a Ψ la differenza di fase fra E_g e E_a (fig. 4) contata positivamente nel verso antiorario

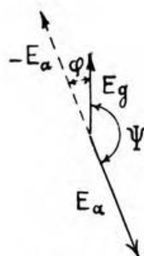


Fig. 4. — Diagramma delle fasi delle tensioni anodica e di griglia di un amplificatore.

a partire dal vettore E_a verso E_g. La [2] può quindi essere scritta:

[3] $$E_g\,(1 + a\,e^{j\varphi}) + I_2\left(j\frac{1}{\omega\,C_{ag}} - \frac{a\,e^{j\varphi}}{g_m}\right) = 0\,.$$

A causa delle capacità interelettrodiche, lo spazio griglia-filamento, cioè il circuito di entrata del triodo, si comporta dunque come se avesse un'ammettenza somma di due ammettenze parziali y_1 e y_2, definite rispettivamente da I_1/E_g e I_2/E_g, le quali, come si ricava dalla [1] e dalla [3], hanno i valori:

[4] $$y_1 = j\,\omega\,C_{gf}$$

[5] $$y_2 = \frac{1 + a\,e^{j\varphi}}{\dfrac{a\,e^{j\varphi}}{g_m} - j\,\dfrac{1}{\omega\,C_{ag}}}\,.$$

Ricordando ora che $e^{j\varphi} = \cos\varphi + j\,\mathrm{sen}\,\varphi$, si ha dalla [5], con op-

portune sostituzioni e semplificazioni :

$$[6] \quad y_2 = \frac{\omega C_{ag}\left(\dfrac{a}{\cos\varphi}+1\right)-g_m \operatorname{tg}\varphi+j\left[g_m\left(1+\dfrac{1}{a\cos\varphi}\right)-\omega C_{ag}\operatorname{tg}\varphi\right]}{\dfrac{\omega C_{ag}\, a}{g_m \cos\varphi}+\dfrac{g_m}{\omega C_{ag}\, a\cos\varphi}-2\operatorname{tg}\varphi}.$$

Pertanto, anche se lo spazio griglia-filamento ha in condizioni statiche una conduttanza zero, per effetto della reazione attraverso la capacità C_{ag}, la sua conduttanza assume, in condizioni di lavoro, un valore diverso da zero, dato dalla parte reale della [6]; mentre la sua suscettanza non è semplicemente quella definita dalla [4], ma è aumentata della parte immaginaria della [6].

Dalla [6] risulta pure che la conduttanza dinamica dello spazio griglia-filamento può essere negativa o positiva a seconda delle caratteristiche del circuito di utilizzazione ed in particolare a seconda del segno e dell'entità degli sfasamenti esistenti fra la E_a e la E_g.

3. - Azione delle capacità interelettrodiche sul funzionamento del triodo come amplificatore.

Le modificazioni che le capacità anodo-griglia apportano al circuito di entrata del triodo si ripercuotono in un'alterazione della sua funzione amplificatrice, come già abbiamo sommariamente accennato.

Il valore dell'amplificazione, che abbiamo visto essere uguale ad α, quando si trascurino gli effetti della capacità C_{ag}, dati i valori che quest'ultima normalmente assume, può essere ritenuto praticamente uguale ad α anche per $C_{ag} \neq 0$ [4].

Nel caso più generale che stiamo trattando, l'amplificazione è massima, quando il circuito anodico è in risonanza su la frequenza impressa, e diminuisce rapidamente, se ci si allontana da tale condizione, cioè se si producono sfasamenti fra E_a ed E_g. Per dedurre

---

[4] Dalla fig. 3 si ricava:

$$E_g + j\frac{I_2}{\omega C_{ag}} - E_a = 0$$

$$E_a = \frac{I_2 - g_m E_g}{g_a + Y}$$

dalle quali eliminando I_2 si ricava:

$$\frac{E_a}{E_g} = \frac{-g_m + j\omega C_{ag}}{g_a + Y + j\omega C_{ag}}$$

e questa espressione si identifica con quella di α, quando si possa ammettere che ωC_{ag} sia trascurabile rispetto a g_m e a $g_a + Y$ come si verifica per i valori che in pratica assume C_{ag} e almeno fino a che $f < 10^7$ Hz.

come varia l'amplificazione in funzione dello sfasamento, si può considerare che, per quanto si è posto per dedurre la [3], è:

[7] $$\frac{g_m}{g_a + Y} = a(\cos\varphi + j \operatorname{sen}\varphi)\,.$$

Se indichiamo con B_o la suscettanza del circuito anodico, è $Y = G_o + j\,B_o$, e dalla [7] si ottiene:

[8] $$a = \frac{g_m}{g_a + G_0}\cos\varphi$$

[9] $$\operatorname{tg}\varphi = \frac{-B_0}{g_a + G_0}\,.$$

La massima amplificazione A si ha per $\varphi = 0$, cioè quando il circuito di utilizzazione è in risonanza per la frequenza impressa alla griglia.

Il modulo dell'amplificazione è quindi:

[10] $$a = A\cos\varphi\,,$$

avendo posto $A = g_m/(g_a + G_o)$. Indicando genericamente con G la somma di tutte le conduttanze poste in derivazione sullo spazio anodo-filamento del triodo, ossia la somma $g_a + G_o$, risulta:

[11] $$A = \frac{g_m}{G}\,.$$

Nel caso limite di un circuito di utilizzazione costituito da pura reattanza si ha $G = g_a$, da cui immediatamente:

[11 bis] $$\begin{cases} A = \mu \\ \operatorname{tg}\varphi = \dfrac{-B_0}{g_a}\,. \end{cases}$$

Se nella [6] si sostituisce ad a il valore dato dalla [10] si ottengono, per la conduttanza g_c e la suscettanza b_c, componenti della y_2, le espressioni:

[12] $$\begin{cases} g_c = \dfrac{\omega C_{ag}(A+1) - g_m \operatorname{tg}\varphi}{\dfrac{\omega C_{ag} A}{g_m} + \dfrac{g_m}{\omega C_{ag} A \cos^2\varphi} - 2\operatorname{tg}\varphi} \\[2ex] b_c = \dfrac{g_m\left(1 + \dfrac{1}{A\cos^2\varphi}\right) - \omega C_{ag}\operatorname{tg}\varphi}{\dfrac{\omega C_{ag} A}{g_m} + \dfrac{g_m}{\omega C_{ag} A \cos^2\varphi} - 2\operatorname{tg}\varphi}\,. \end{cases}$$

In generale, e almeno fino a che $f < 10^7$, il primo e il terzo termine del denominatore delle [12] sono trascurabili rispetto al secondo

perchè $\omega C_{ag} A \ll g_m$ e perchè il circuito anodico è prossimo alla risonanza (φ prossimo a zero). Ne segue che per g_c e b_c si possono usare le seguenti espressioni approssimate, nelle quali si è indicato con $X = 1/(\omega C_{ag})$ la reattanza della capacità anodo-griglia:

$$[13] \quad \begin{cases} g_c = \dfrac{A(A+1)\cos^2\varphi}{g_m X^2} - \dfrac{A}{2X} \operatorname{sen} 2\varphi \\ b_c = \dfrac{1}{X}(A\cos^2\varphi + 1) - \dfrac{A}{2 g_m X^2} \operatorname{sen} 2\varphi \, . \end{cases}$$

Nel caso limite di $B_o = 0$ è $\varphi = 0$ e quindi:

$$[13 \text{ bis}] \quad \begin{cases} g_c = \dfrac{A(A+1)}{g_m X^2} \\ b_c = \dfrac{A+1}{X} \, . \end{cases}$$

Nell'altro caso limite di $G_o = 0$ per φ positivo (reattanza induttiva, ossia $B_o < 0$), tenuto conto delle [11 bis], si ha:

$$[13 \text{ ter}] \quad \begin{cases} g_c = \dfrac{g_a(\mu+1) + g_m X B_0}{X^2(g_a^2 + B_0^2)} \approx + \dfrac{g_m}{B_0 X} \\ b_c = \dfrac{X[B_0^2 + g_a^2(\mu+1)] + B_0}{X^2(g_a^2 + B_0^2)} \approx \dfrac{1}{X}\left(1 + \dfrac{g_a^2 \mu}{g_a^2 + B_0^2}\right) . \end{cases}$$

Dalle [13] risulta confermato, che in un triodo lo spazio griglia-filamento, anche se in condizioni statiche ha una conduttanza zero, possiede in condizioni dinamiche una conduttanza g_c, per la quale si ha rispettivamente:

$$g_c \gtreqless 0$$

a seconda che è:

$$\varphi \lesseqgtr \operatorname{arc\,tg} \frac{A+1}{g_m X} \, .$$

La capacità dello stesso spazio griglia-filamento, uguale a C_{gf} in condizioni statiche, assume invece un valore superiore, detto *capacità dinamica*, che per $B_o = 0$ è uguale a:

$$[14] \quad C_d = C_{gf} + C_{ag}(A+1) \, .$$

Quanto è stato detto spiega anche come l'amplificazione di potenza ottenibile da un tubo elettronico non possa essere infinita. Infatti in condizioni di lavoro, anche se è nulla la conduttanza dello spazio griglia-filamento, quest'ultimo costituisce sempre un carico capacitivo, che assorbe una corrente in quadratura, la quale, dovendo passare nei conduttori del circuito di griglia, dà luogo alle perdite corri-

spondenti e provoca quindi la richiesta di una certa potenza per l'eccitazione della griglia.

Il fenomeno più interessante si nota in un amplificatore a circuito anodico accordabile, poichè attraverso la capacità anodo-griglia si può avere (per un determinato intervallo di regolazione del circuito oscillatorio anodico) un effetto di reazione che dà luogo ad un'amplificazione maggiore di quella prevedibile in base al semplice funzionamento del triodo, e conseguentemente ad una deformazione della curva di risonanza. Infatti la presenza della conduttanza g_c modifica il coefficiente di risonanza del circuito precedente, facendolo migliorare quando essa è negativa e peggiorare nel caso opposto, e produce, a parità di eccitazione, un'analoga variazione della tensione ai capi della griglia del tubo amplificatore. Perciò, se il circuito connesso fra griglia e filamento ha un coefficiente di risonanza:

[15] $$\varepsilon = \frac{1}{\omega_0 L G},$$

la reazione attraverso la capacità anodo-griglia gli fa assumere un nuovo valore ε', che sta al precedente nel rapporto:

[16] $$\gamma = \frac{\varepsilon'}{\varepsilon} = \frac{G}{G + g_c},$$

essendo ω_0 la pulsazione corrispondente alla risonanza (5).

In definitiva il guadagno τ dato da un tubo elettronico, cioè il rapporto fra la tensione ai capi del circuito anodico di utilizzazione e quella ai capi del circuito oscillatorio di entrata supposto isolato, è uguale a:

[17] $$\tau = \gamma A \cos \varphi$$

e se $\varepsilon' > \varepsilon$, come avviene quando la g_c è negativa, il guadagno può aumentare. La curva di risonanza complessiva si viene quindi a modificare, poichè per valori positivi di φ, mentre a diminuisce con l'aumentare di φ, invece il rapporto γ aumenta. Il fenomeno risulta chiaramente dalla fig. 5, dove sono disegnate le curve di a e di τ in funzione della frequenza propria f_o del circuito oscillatorio anodico, quando sia mantenuta costante la frequenza f della tensione da amplificare. In questo esempio si è supposto che i due circuiti, anodico e di griglia, abbiano, se isolati, un coefficiente di risonanza rispettivamente uguale a 160 e a 100 e la stessa resistenza equivalente (G_o = 103 microsiemens per ambedue i circuiti). La supposizione di

(5) Quanto è stato esposto, è valido anche per il caso in cui il circuito di griglia costituisca il circuito di utilizzazione di uno stadio precedente. Infatti dalle [11] e [15] si ricava:

$$A = \varepsilon \omega_0 L g_m,$$

dalla quale risulta appunto che l'amplificazione, e quindi la tensione ai capi del circuito anodico, è direttamente proporzionale a ε.

un minore ε per il circuito di griglia corrisponde al caso reale in cui il detto circuito sia connesso, direttamente o indirettamente, a un'antenna o ad un altro triodo e in conseguenza il suo coefficiente di risonanza effettivo sia minore di quello che avrebbe il circuito da solo. Infatti, sempre in questo esempio, al circuito anodico, per ef-

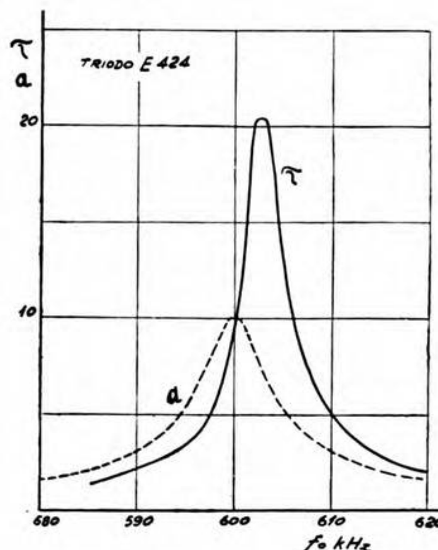


Fig. 5. — Amplificazione a e guadagno τ in funzione della frequenza di risonanza del circuito anodico per un valore costante di 600 kHz della frequenza di entrata.

(Triodo E 424 : g_m = 1800 microsiemens
g_a = 77 »
G_o = 103 »
ε_g = 100 ; ε_a = 93
C_{ag} = $3{,}5 \cdot 10^{-6}$ microfarad).

fetto della conduttanza in parallelo g_a del triodo, è stato assegnato un coefficiente totale $\varepsilon_a = 93$.

I valori che assume lo sfasamento, quando si mantenga costante la frequenza impressa e si faccia variare quella propria del circuito oscillatorio anodico, possono aversi dalla relazione:

$$\text{[18]} \qquad \operatorname{tg} \varphi = \varepsilon \left(\frac{f_0}{f} - \frac{f}{f_0} \right),$$

essendo ε il coefficiente di risonanza complessivo del circuito anodico (circuito oscillatorio e conduttanza interna del triodo) e nell'ipotesi che esso si mantenga costante al variare di f_o, ciò che è sensibilmente vero, quando l'intervallo di variazione della frequenza non sia

troppo grande. In via approssimata, per valori di f e di f_o poco diversi, si può ritenere :

$$\frac{f_0}{f} - \frac{f}{f_0} \cong \frac{2(f_0 - f)}{f_0} .$$

Supposto l'amplificatore regolato per ottenere il massimo effetto di amplificazione, cioè con il circuito anodico in risonanza per una frequenza più alta di quello di griglia (ad esempio per il caso della fig. 5 con il primo circuito accordato su 603 ed il secondo su 600 kHz), può essere interessante verificare l'andamento della curva di

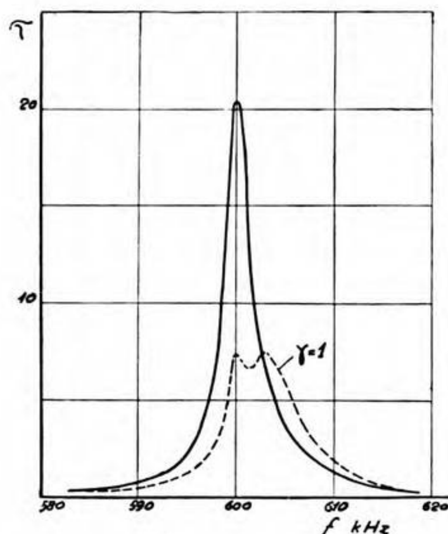


Fig. 6. — Guadagno in funzione della frequenza di entrata, con circuito di griglia accordato per $f_0 = 600$ kHz e circuito anodico per $f_0 = 603$ kHz.

risonanza, cioè la legge di variazione di τ al variare della frequenza della tensione da amplificare, per un valore costante della f.e.m. indotta nel circuito oscillatorio di entrata. L'equazione della curva di risonanza è allora data da :

[19] $$\tau = \gamma A \cos \varphi_c \cos \varphi_a \ ,$$

essendo φ_c l'angolo di sfasamento nel circuito di griglia e φ_a l'angolo di sfasamento nel circuito anodico ([6]).

([6]) In un circuito risonante in parallelo il rapporto fra la f.e.m. impressa in un ramo e la tensione ai capi del circuito è uguale al prodotto del coefficiente di risonanza per il coseno dell'angolo di sfasamento fra corrente e tensione. La [19] è poi valida anche quando il circuito precedente fa parte di un altro stadio di amplificazione, perchè, come già abbiamo posto in rilievo, anche in questo caso il rapporto della sovratensione, identificandosi con l'amplificazione [nota ([5])], dipende dall'angolo di sfasamento secondo la [10].

Per disegnare la curva di risonanza in funzione di f occorre tenere presente, che i valori di φ_c devono essere calcolati in base ai differenti ε' e che la f_o è diversa per i due circuiti. La curva che si ottiene in questo caso ha l'andamento rappresentato a linea piena nella fig. 6. Nella stessa figura è disegnata a tratti la curva di risonanza relativa ad effetti di reazioni nulli, cioè per $\gamma = 1$.

4. - Amplificatori con filtri di banda.

La necessità di migliorare la qualità delle trasmissioni e delle ricezioni radiotelefoniche ha condotto ad un largo uso dei filtri di banda, che per queste applicazioni sono generalmente costituiti da

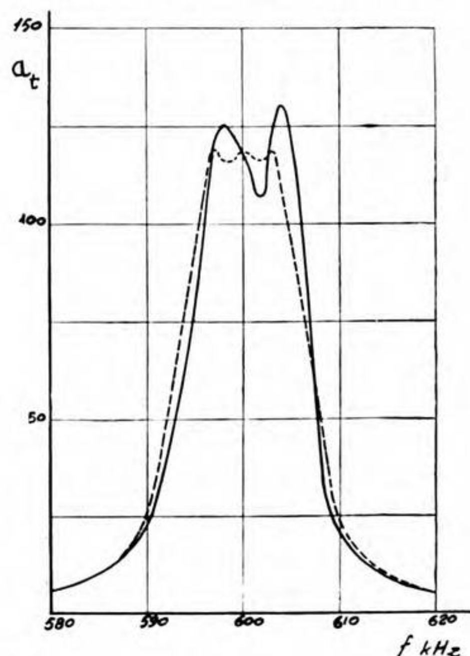


Fig. 7. — Curve di risonanza di un amplificatore con filtri di banda, senza effetti di reazione (linea tratteggiata), con effetti di reazione (linea piena).

due circuiti oscillatori accoppiati, di cui i coefficienti di risonanza e l'accoppiamento vengono scelti in modo da dar luogo ad una curva di risonanza di forma sensibilmente rettangolare [7].

Gli effetti di reazione e le conseguenti modifiche alle curve di risonanza, cui si è accennato nel paragrafo precedente, assumono in questo caso un'importanza molto maggiore, perchè possono deformare la curva ed alterare notevolmente il comportamento del filtro.

(7) E. S. PURINGTON: Proc. I. R. E., 1930, XVIII, p. 983.

Nella fig. 7 è disegnata a tratti la curva di risonanza di un filtro di banda in uno stadio intermedio, come quello indicato con I nella fig. 8, nell'ipotesi che il circuito II non dia luogo ad effetti di reazione. Le ordinate indicano il rapporto E_{g2}/E_{g1} (fig. 8). Se invece lo stadio II reagisce attraverso la capacità anodo-griglia del tubo elettronico, varia il coefficiente di risonanza del circuito I e la curva di risonanza assume l'andamento indicato a linea piena nella fig. 7. Le curve suddette sono rappresentate analiticamente dalla seguente equazione, la quale esprime l'amplificazione ottenibile da un tubo elettro-

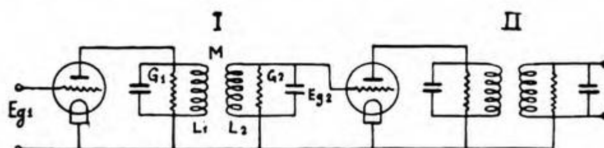


Fig. 8. — Schema di amplificatore con filtri di banda.

nico, nel caso in cui il circuito di utilizzazione sia costituito da due circuiti accoppiati, e precisamente dà il rapporto E_{g2}/E_{g1}:

$$[20] \qquad a_t = \frac{g_m \cos\varphi \, K \, N \, \varepsilon_2 \cos\varphi_2}{G_1 (1 + K^2 \varepsilon_1 \varepsilon_2 \cos^2\varphi_2)} ,$$

dove K è il coefficiente di accoppiamento, N il rapporto fra i numeri delle spire del secondario e del primario, ε_1 ed ε_2 rispettivamente i coefficienti di risonanza del primario e del secondario supposti isolati ε_1 è comprensivo degli effetti della conduttanza interna del tubo elettronico), φ e φ_2 gli sfasamenti della tensione rispetto alla corrente nel primario e nel secondario, e G_1 la conduttanza complessiva del primario, uguale cioè a $g_a + G_o$ [8].

---

[8] La [20] è stata dedotta in base alle formule relative ai circuiti accoppiati, quali si possono ricavare quando tutti gli elementi (capacità, induttanza e resistenza) siano in parallelo.

Dato che queste non sono di uso molto comune, riportiamo la formula dell'ammettenza equivalente Y_e, riferita al primario, che assume un circuito oscillatorio accoppiato con un altro, nell'ipotesi che sia identica la frequenza f_0 di risonanza dei due circuiti supposti isolati. Si ha:

$$Y_e = G_1 \left\{ 1 + \frac{K^2}{\sigma^2} \varepsilon_1 \varepsilon_2 \cos^2\varphi_2 + j \operatorname{tg}\varphi_1 \left(\frac{K^2}{\sigma^2} \varepsilon_2^2 \cos^2\varphi_2 - 1 \right) \right\}$$

essendo φ_1 lo sfasamento fra tensione e corrente nel primario supposto isolato e $\sigma = f/f_0$. Dalla precedente si deduce anche:

$$[Y_e] = \frac{G_1 \left(1 + \frac{K^2}{\sigma^2} \varepsilon_1 \varepsilon_2 \cos^2\varphi_2 \right)}{\cos\varphi} ,$$

Nel calcolare le variazioni subite dal coefficiente di risonanza ε_2, cioè l'azione della conduttanza di reazione g_c, quest'ultima è stata dedotta considerando l'effetto della tensione che si localizza ai capi del primario dello stadio seguente, ossia l'amplificazione a, quale risulta

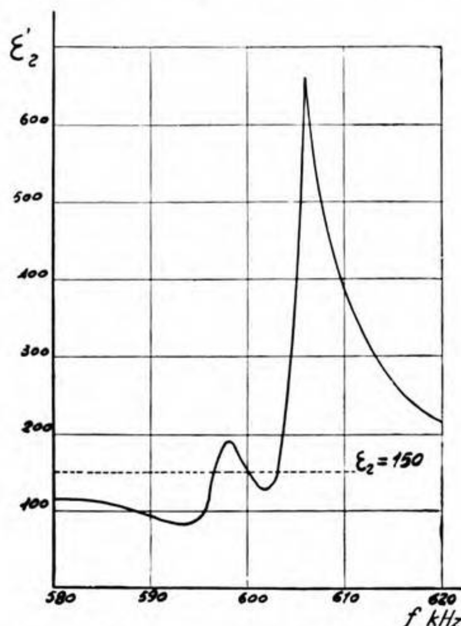


Fig. 9. — Variazione del coefficiente di risonanza del secondario di un filtro di banda per la reazione dello stadio seguente.

dalla [20] quando si ponga uguale a 1 il termine $K\,N\,\varepsilon_2 \cos\varphi_2$. Le variazioni di ε_2' in funzione della frequenza di entrata sono rappresen-

---

essendo φ definito da:

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{\operatorname{tg}\varphi_1 \left(\frac{K^2}{\sigma^2}\,\varepsilon_2^2 \cos^2\varphi_2 - 1 \right)}{1 + \frac{K^2}{\sigma^2}\,\varepsilon_1\,\varepsilon_2 \cos^2\varphi_2}.$$

La conduttanza apparente G'_2 del secondario, riferita al primario, può essere posta uguale a:

$$G'_2 = \frac{K^2}{\sigma^2} \cdot \varepsilon_1\,\varepsilon_2\,G_1 \cos^2\varphi_2 = \frac{K^2}{\sigma^2}\,N^2\,\varepsilon_2^2\,G_2 \cos^2\varphi_2 .$$

Nella [20] si è supposto $\sigma = 1$, dato il piccolo intervallo di variazione della frequenza.

tate nella fig. 9, nell'ipotesi che sia 150 il coefficiente di risonanza del circuito isolato. Poichè gli effetti di reazione dipendono, a parità di altre condizioni, dall'entità dell'amplificazione effettiva, si deduce da quanto è stato detto finora che, nel caso di un amplificatore con filtri di banda, occorre fare uso di un moderato rapporto di amplificazione per stadio, poichè altrimenti, anche prescindendo dalle condizioni di stabilità che esamineremo in seguito, la curva di risonanza del filtro può subire deformazioni tali da compromettere l'azione ad esso affidata.

5. - Diagrammi vettoriali.

L'influenza degli sfasamenti sul segno e sulla grandezza della conduttanza dello spazio griglia-filamento può essere ulteriormente chiarita disegnando il diagramma vettoriale (fig. 10 e 11) che corri-

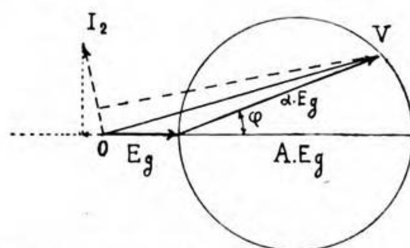


Fig. 10. — Diagramma vettoriale relativo al circuito di entrata di un amplificatore a triodo nel caso di circuito anodico induttivo.

sponde all'equazione [2] e a tale scopo può essere conveniente trasformarla, in base alla [7] e alla [10], nella seguente :

$$[21] \quad E_g\left(1+A\cos^2\varphi+j\frac{A}{2}\text{sen}\,2\varphi\right)=I_2\left[\frac{A}{g_m}\cos^2\varphi+j\left(\frac{A}{2\,g_m}\text{sen}\,2\varphi-X\right)\right].$$

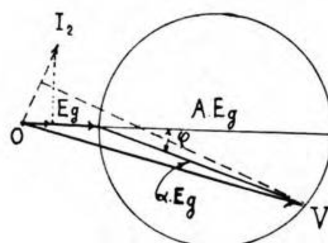


Fig. 11. — Diagramma vettoriale relativo al circuito di entrata di un amplificatore a triodo nel caso di circuito anodico capacitivo.

Il diagramma della fig. 10 si riferisce al caso di un angolo φ positivo (carico induttivo) e quello della fig. 11 ad un φ negativo.

La tensione totale V, che determina la circolazione della I_2 e che

corrisponde al primo membro della [21], è rappresentata nel diagramma della fig. 10 del vettore $O\,V$, risultante della E_g e della E_a. Quest'ultima, come si deduce dalla [21], è un vettore il cui estremo si sposta, al variare dell'angolo φ, lungo il circolo di diametro uguale ad $A\,E_g$.

Dato che il valore di X è assai rilevante rispetto alle altre reattanze e resistenze, la I_2 è sfasata in anticipo rispetto a V di un angolo di poco inferiore a 90° ed ha quindi una componente in opposizione di fase con la E_g, il che significa che in queste condizioni (fig. 10) il circuito di entrata si comporta come un generatore ed ha cioè una resistenza negativa.

Se invece φ è negativo (carico anodico capacitivo) il diagramma vettoriale si trasforma in quello della fig. 11, la I_2 ha allora una componente in fase con la E_g e il circuito di entrata ha una resistenza positiva.

6. - Limiti superiori di amplificazione.

Quando la conduttanza g_c è negativa e supera in valore assoluto quella positiva del circuito antecedente, collegato fra griglia e filamento, questo circuito diviene sede di oscillazioni autoeccitate e non si ha più il regolare funzionamento del tubo come amplificatore. Poichè il valore di g_c dipende, oltre che dall'entità di φ, anche dal grado di amplificazione ottenuto, così è interessante poter conoscere qual'è il valore massimo di A per il quale si ha ancora un funzionamento stabile dell'amplificatore.

Il limite di stabilità è definito dalla relazione:

[22] $$G + g_c = 0$$

e il valore limite di A, in funzione della frequenza e delle costanti del tubo elettronico, può ricavarsi dalla precedente equazione sostituendo a g_c il suo valore dato dalla prima delle [12] o delle [13]. Ai fini pratici, per determinare il valore limite di A, è sufficiente assumere per g_c l'espressione che si ottiene trascurando il primo termine del secondo membro della prima delle [13] rispetto all'altro. Le condizioni di stabilità sono allora definite dall'equazione:

[23] $$G - \frac{A}{2\,X}\,\mathrm{sen}\;2\,\varphi = 0\ ,$$

nella quale il secondo termine è massimo per $\varphi = 45°$. Il funzionamento dell'amplificatore è quindi stabile per:

[24] $$\frac{A}{G\,X} \leqq 2\,.$$

Se il circuito di griglia ha una G uguale a quella del circuito anodico, come avviene se esso costituisce il circuito di utilizzazione di uno stadio precedente, si ha per la [11] $G = g_m/A$ e la [24] diviene:

[25] $$\frac{A^2}{g_m\,X} \leqq 2\,.$$

Se invece il circuito antecedente non fa parte di alcuno stadio ed ha la stessa conduttanza G_o del circuito anodico isolato, è $G_o = g_m/A - g_a$ e la [24] diviene (9):

$$[26] \qquad \frac{A}{X\left(\frac{g_m}{A} - g_a\right)} \leqq 2 \, .$$

La [25] e la [26] permettono di determinare, per ogni tipo di tubo elettronico, i valori massimi che A non deve superare per le diverse frequenze, affinchè l'amplificazione sia stabile. Nella fig. 12



Fig. 12. — Curve dell'amplificazione limite in funzione della frequenza:
I - per circuito anodico e di griglia aventi eguale conduttanza;
II - per circuito di griglia avente conduttanza minore di quella anodica.
III - Limiti di sicurezza per il caso I.
IV - Limiti di sicurezza per il caso II.
(Pentodo 44 R C A: $g_m = 1000$ microsiemens
$g_a = 1{,}33$ »
$C_{ag} = 10^{-8}$ microfarad).

sono disegnate le curve dei limiti assoluti e dei limiti di sicurezza per i valori di A ottenibili con un pentodo 44 RCA in funzione della frequenza, sia nel caso della equazione [25], sia in quello della [26].

Per il progettista può essere interessante valutare l'aumento che subisce l'amplificazione per gli effetti di reazione, cioè il rapporto τ/A ricavabile dalla [17]. Per $A/(G\,X) = 2$ siamo nelle condizioni limiti di innescamento e il predetto rapporto è infinito. Per $A/(G\,X) < 2$

(9) R. T. Beatty: loc. cit. nota (2).

si può determinare il rapporto τ/A sostituendo nella [17] a γ il valore dato dalla [16] e a g_c la sua espressione semplificata. Si ha allora, ponendo $A/(G\,X) = \beta$, la seguente espressione:

[27] $$\frac{\tau}{A} = \frac{\cos\varphi}{1 - \dfrac{\beta}{2}\,\text{sen}\,2\,\varphi},$$

il cui valore è massimo per i valori di φ che verificano l'equazione:

[28] $$\text{tg}\,\varphi\,(1 + \text{tg}^2\,\varphi) = \beta$$

rappresentata graficamente dalla curva φ della fig. 13. Ad ogni valore di β corrisponde un determinato φ e si può quindi calcolare

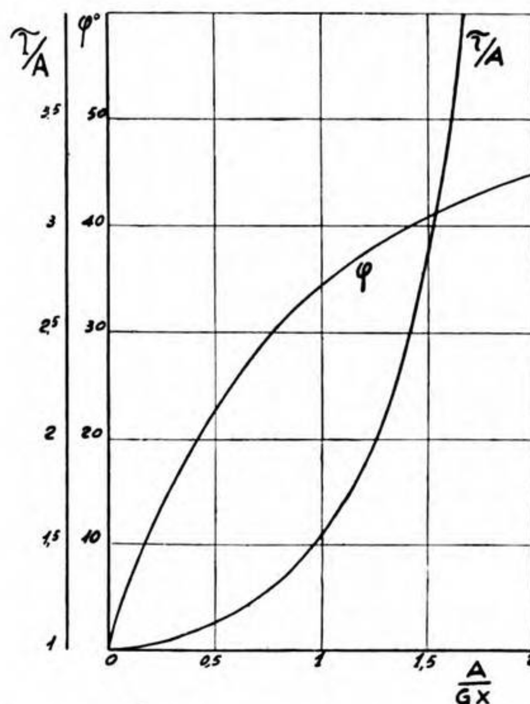


Fig. 13. — Guadagno dovuto alla reazione e sfasamenti necessari per attuarlo.

come varia il rapporto τ/A in funzione di β, cioè conoscere il guadagno massimo che si può ottenere per gli effetti di reazione, rappresentato dalla curva τ/A della fig. 13. Dalla [18] si può poi dedurre di quanto deve differire la frequenza di risonanza del circuito anodico da quella del segnale per ottenere il massimo guadagno.

Le curve della fig. 12, che dipendono unicamente dalle caratteristiche del tubo elettronico, possono essere utili per il progetto di un amplificatore. Infatti, fissato un conveniente margine di sicurezza, uguagliando ad esempio ad 1 la [25] o la [26], si può dedurre la A (curve III e IV della fig. 12) e quindi il valore da assegnare a G. Il progettista, conoscendo i valori dei coefficienti di risonanza che si possono praticamente ottenere, verificherà se per quel dato G e quel dato ε il valore di L/C che ne risulta è veramente attuabile. In caso negativo dovrà sfruttare meno il tubo, prendendo per G il massimo valore che le costanti dei circuiti consentono di ottenere e limitando il valore di A.

Ad esempio, per un pentodo 44 RCA (il quale ha le seguenti caratteristiche: $g_m = 10^{-3}$ siemens, $g_a = 1{,}33 \cdot 10^{-6}$ siemens, $C_{ag} = 10^{-2}$ $\mu\mu$F), se ammettiamo che il circuito anodico isolato e quello di griglia abbiano lo stesso coefficiente di risonanza $\varepsilon = 100$ e la stessa G_o, dalla curva IV della fig. 12 si ricava, per $f = 1000$ kHz, $A = 118$ e in conseguenza risulta $G_o = 7{,}4 \cdot 10^{-6}$ siemens. Per $\varepsilon = 100$ si ha $L/C = 1{,}8 \cdot 10^5$ e quindi $L = 212$ μH e $C = 118$ $\mu\mu$F, valori perfettamente ammissibili. Dalla curva della fig. 13 si ricava poi $\tau/A = 1{,}53$ e conseguentemente risulta $\tau = 181$.

7. - Limiti di stabilità negli amplificatori a più stadi.

La condizione di stabilità, come abbiamo visto nel paragrafo precedente, è dipendente da A. In conseguenza, se il circuito anodico di un amplificatore costituisce a sua volta l'entrata di un altro stadio, la reazione di quest'ultimo può far migliorare il coefficiente di risonanza del circuito precedente ed ottenere un'amplificazione superiore a quella che si avrebbe, se il circuito medesimo fosse isolato. Se quindi il primo stadio era di per sè in condizioni di stabilità, l'aggiunta del secondo può portare alla instabilità.

In generale, in uno stadio intermedio, a causa della reazione del seguente, si ha un aumento di amplificazione secondo il rapporto γ definito dalla [16], ossia:

[29] $$A' = \gamma A\,.$$

Nel caso di un circuito seguito da un solo stadio l'aumento di amplificazione risulta, come si è visto:

$$\gamma_1 = \frac{G}{G - \dfrac{A}{2X}} = \frac{2}{2-\beta}\,.$$

Conseguentemente in uno stadio ancora antecedente si ha:

[30] $$\gamma_2 = \frac{2}{2-\gamma_1\beta}\,,$$

supponendo che siano uguali i tubi elettronici e le costanti dei circuiti.

La condizione limite di stabilità si ha (§ 6) per l'uguaglianza fra la resistenza positiva del circuito e la resistenza negativa dovuta all'effetto di reazione e quindi, se $\gamma_1 = \infty$ è la condizione per uno stadio di amplificazione (due circuiti oscillatori), per n stadi ($n + 1$ circuiti oscillatori) sarà:

$$\gamma_n = \frac{2}{2 - \gamma_{n-1}\beta} = \infty \quad , \tag{31}$$

sempre nell'ipotesi di uguali tubi e di uguali G per tutti i circuiti, ammettendo cioè che anche il circuito di entrata del primo stadio ab-

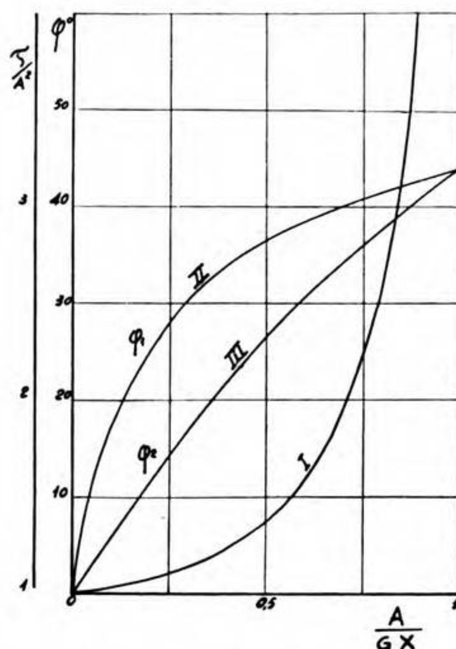


Fig. 14. — Guadagno totale (I) dovuto alla reazione in un amplificatore a due stadi e corrispondenti sfasamenti (II, III) nei due circuiti anodici.

bia una conduttanza uguale a quella dei circuiti seguenti. In realtà, poichè nel primo circuito manca la conduttanza interna del tubo elettronico, la condizione di stabilità è espressa più correttamente dalla relazione:

$$\gamma_n = \frac{G_0}{G_0 - \dfrac{\gamma_{n-1} A}{2X}} = \frac{2}{2 - \dfrac{\gamma_{n-1} A}{G_0 X}} \quad , \tag{32}$$

essendo :

[33] $$\gamma_{n-1} = \frac{2}{2 - \dfrac{\gamma_{n-2} A^2}{g_m X}} = \frac{2}{2 - \gamma_{n-2}\beta}.$$

Comunque, ritenendo valida per semplicità la [31], si possono dedurre i valori massimi di β e quindi i limiti di A in funzione di f con l'aumentare del numero degli stadi. Si ha in tal guisa :

[34]

per $n = 1$,

$$\gamma_1 = \frac{2}{2-\beta} = \infty \quad \text{cioè } 2-\beta = 0 \qquad \beta = 2$$

per $n = 2$,

$$\gamma_2 = \frac{2}{2 - \dfrac{2\beta}{2-\beta}} = \infty \quad \text{cioè } 2-2\beta = 0 \qquad \beta = 1$$

per $n = 3$,

$$\gamma_3 = \frac{2}{2 - \dfrac{(2-\beta)\beta}{2-2\beta}} = \infty \quad \text{cioè } 4-6\beta+\beta^2 = 0 \qquad \beta = 0{,}76$$

per $n = 4$,

$$\gamma_4 = \frac{2}{2 - \dfrac{(4-4\beta)\beta}{4-6\beta+\beta^2}} = \infty \quad \text{cioè } 8-16\beta+6\beta^2 = 0 \qquad \beta = \frac{2}{3}$$

e così via ([10]).

Queste espressioni sono valide nell'ipotesi che i circuiti dei vari stadi siano accordati su frequenze ciascuna diversa da quella della tensione da amplificare, perchè, dovendosi avere in ognuno di essi uno sfasamento di 45° ed essendo differenti a causa della reazione i valori dei coefficienti totali di risonanza dei vari circuiti, deve essere diversa la f_o di ciascuno di essi per avere uguale φ.

Il maggior guadagno dato dalla reazione può essere calcolato, per un numero di stadi maggiore di uno, con una espressione analoga alla [27]. Poichè l'effetto di reazione dipende dall'ampiezza della tensione ai capi del circuito anodico, il termine β della [27], che è direttamente proporzionale ad A, deve essere moltiplicato per un coef-

([10]) Il Nelson [loc. cit. nota ([2])] dà come equazione di stabilità per n stadi $\beta = 2/n$, la quale, come risulta dalle relazioni ora dedotte, è valida solo per $n = 1$, 2, ma non per n superiore a 2. Essa può essere ritenuta valevole solo in via largamente approssimata, perchè in realtà conduce ad assumere, per $n > 2$, valori limiti di A ancora minori di quelli definiti dalle equazioni di stabilità [34], sopra riportate.

ficiente maggiore di uno; cioè per il guadagno in uno stadio ennesimo si ha:

[35] $$\frac{\tau_n}{A} = \frac{\cos \varphi_n}{1 - \dfrac{\tau_{n-1}}{A \cos \varphi_{n-1}} \cdot \dfrac{\beta}{2} \operatorname{sen} 2\varphi_n} .$$

Il guadagno totale dato da un amplificatore a n stadi è perciò uguale a:

[36] $$\tau_t = \tau_n \cdot \tau_{n-1} \cdot \ldots \cdot A^n ,$$

essendo A identica per tutti gli stadi ed essendo naturalmente diversi gli angoli di sfasamento per ciascuno stadio. A titolo di esempio, per un amplificatore a due stadi si ha:

$$\frac{\tau_2}{A} = \frac{\cos \varphi_2}{1 - \dfrac{\tau_1}{A \cos \varphi_1} \dfrac{\beta}{2} \operatorname{sen} 2\varphi_2} .$$

Il valore del rapporto $\tau_1/(A \cos \varphi_1)$ si può dedurre, per ogni β, dalle curve della fig. 13; si ha così il termine $\tau_1 \beta/(A \cos \varphi_1)$, mediante il quale si può ricavare (servendosi nuovamente della curva τ/A della fig. 13) il termine τ_2/A.

Nella fig. 14 è tracciata, in funzione di β, la curva I che dà il guadagno totale dovuto all'effetto di reazione per un amplificatore a due stadi, cioè il rapporto $\tau_1 \tau_2/A$. Nella stessa figura le curve II e III indicano quali devono essere gli sfasamenti, rispettivamente nell'ultimo e nel penultimo circuito anodico.

8. - Limiti di stabilità negli amplificatori a trasformatori.

Le formule precedenti sono valevoli anche per gli amplificatori a trasformatori. Infatti, l'amplificazione totale di uno stadio a trasformatori con secondario non accordato, intesa come rapporto fra la tensione ai capi del secondario e la tensione applicata alla griglia, è uguale a:

[37] $$A_t = \frac{g_m K N}{G_1 + K^2 N^2 G_2} ,$$

come si deduce dalla [20] [vedi anche la nota (8)].

Poichè la reazione introduce fra griglia e filamento, cioè in parallelo con il secondario, una conduttanza g_c, l'espressione dell'aumento di amplificazione γ che si ha ai capi del secondario, risulta:

[38] $$\gamma = \frac{1}{1 - \dfrac{K^2 N^2 g_c}{G_{1.2}}} ,$$

essendo $G_{1.2} = G_1 + K^2 N^2 G_2$ la conduttanza complessiva riferita al primario. Il limite superiore di amplificazione stabile è definito perciò dall'equazione:

[39] $$\frac{K^2 N^2 A^2}{g_m X} \leqq 2 \, ,$$

essendo ancora A l'amplificazione relativa al circuito anodico, cioè al primario.

Se consideriamo invece l'amplificazione ai capi del secondario, $A_t = K N A$, si ha:

$$\frac{A_t^2}{g_m X} \leqq 2 \, ,$$

che si identifica con la [25].

Nel caso di un amplificatore a trasformatori con primario e secondario accordabili, se $G_{2.1} = G_2 (1 + K^2 \varepsilon_1 \varepsilon_2)$ è la conduttanza totale riferita al secondario [vedi nota (8)], il limite di stabilità si ha per quel valore di g_c che uguaglia $G_{2.1}$. D'altra parte fra la conduttanza $G_{1.2}$ riferita al primario e la $G_{2.1}$ sussiste la relazione (11):

[40] $$G_{2.1} = \frac{1}{N^2} \frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2} G_{1.2}$$

e l'equazione di stabilità diviene:

[41] $$\frac{\varepsilon_2 N^2 A^2}{\varepsilon_1 g_m X} \leqq 2 \quad ;$$

ma per la [20] $A = A_t/(K N \varepsilon_2)$, quindi si ha pure:

[42] $$\frac{A_t^2}{K^2 \varepsilon_1 \varepsilon_2 g_m X} \leqq 2 \, .$$

Da questa relazione risulta che, a parità di condizioni rispetto ad un amplificatore con circuito anodico accordabile, l'amplificazione totale massima ottenibile da un amplificatore a trasformatori sta alla

---

(11) Infatti $G_{1.2} = G_1 (1 + K^2 \varepsilon_1 \varepsilon_2)$ e $G_{2.1} = G_2 (1 + K^2 \varepsilon_1 \varepsilon_2)$, quindi:

$$G_{2.1} = \frac{G_2}{G_1} G_{1.2} \; ;$$

ma $G_1 = 1/(\omega_0 L_1 \varepsilon_1)$ e $G_2 = 1/(\omega_0 L_2 \varepsilon_2)$, conseguentemente:

$$G_{2.1} = \frac{L_1 \varepsilon_1}{L_2 \varepsilon_2} G_{1.2} = \frac{1}{N^2} \frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2} G_{1.2} \, .$$

prima nel rapporto:

$$\frac{A_t}{A} = K\sqrt{\varepsilon_1 \varepsilon_2} \ . \qquad [43]$$

D'altra parte, come si deduce dalla [20], il valore di K che rende massima l'amplificazione alla risonanza si ha per:

$$K\sqrt{\varepsilon_1 \varepsilon_2} = 1 \quad ;$$

quindi l'amplificazione massima, ottenibile entro i limiti di stabilità, è identica a quella che può aversi con l'amplificatore a circuito anodico accordabile.

Quanto è stato esposto limitatamente alla considerazione di un solo stadio, circa le condizioni di stabilità degli amplificatori a trasformatori, dimostra che, sotto questo punto di vista, il loro comportamento è identico a quelli a circuito anodico accordabile e che si hanno in ambedue i casi le stesse limitazioni circa l'amplificazione massima. Si possono quindi estendere anche agli amplificatori a trasformatori le conclusioni cui siamo giunti nei riguardi degli amplificatori a più stadi.

Roma - Centro radiotelegrafico della R. Marina.

SULLE CARATTERISTICHE DI MODULAZIONE E DI FUNZIONAMENTO DEI TUBI AMPLIFICATORI A RADIOFREQUENZA

ALGERI MARINO

Nella prima parte si indica un metodo per la determinazione della potenza di uscita e del rendimento di un tubo amplificatore per radio frequenza, di cui siano noti i parametri di funzionamento [tensione anodica base di alimentazione V_{a0}, tensione di polarizzazione di griglia $-V_{g0}$, ampiezza $\mathcal{V}_g$ della tensione eccitatrice di griglia (che si ammette abbia andamento sinusoidale), resistenza equivalente R_a del circuito oscillante anodico].

Partendo dalle caratteristiche statiche di un dato tubo elettronico nel piano I_a, V_a o nel piano I_a, V_g, si utilizza tale metodo: per il tracciamento delle caratteristiche di modulazione di placca, considerando come variabile, dei quattro parametri suddetti, quello V_{a0}; per il tracciamento delle caratteristiche di modulazione di griglia, considerando come variabile il parametro $-V_{g0}$; per il tracciamento delle caratteristiche di funzionamento, considerando come variabile il parametro $\mathcal{V}_g$.

Si indica poi un metodo per la scelta e la determinazione dei relativi parametri del tubo, da impiegare per uno stadio funzionante con modulazione di placca, di griglia o come amplificatore di correnti a radiofrequenza modulate, di cui sia nota la potenza di uscita e il grado di modulazione. Inoltre, dopo aver messo in evidenza alcune particolarità differenziali della modulazione di placca, della modulazione di griglia e dell'amplificazione di correnti a radiofrequenza modulate, si dà un cenno dei criteri di scelta del sistema di modulazione, da adottare allorchè si debba progettare un trasmettitore radiofonico, prendendo in considerazione anche lo stadio finale di amplificazione ad audiofrequenza. E vengono messe in evidenza alcune relazioni tra le varie famiglie di caratteristiche di modulazione di placca, di modulazione di griglia e di funzionamento.

Nella seconda parte, ponendo a confronto le caratteristiche di modulazione di placca, ottenute sperimentalmente con tre diversi tipi di tubi elettronici (uno a filamento di tungsteno puro, uno a filamento di tungsteno toriato ed uno a filamento ricoperto di ossidi), con quelle corrispondenti dedotte dalle caratteristiche statiche nel piano I_a, V_a con il procedimento indicato nella prima parte, si mette in rilievo come le differenze, tra le caratteristiche di modulazione sperimentali e quelle teoriche, risultino di piccola entità e quindi praticamente trascurabili.

Infine, in base all'esame dell'andamento delle caratteristiche di modulazione di placca dei tre tipi di tubi elettronici sperimentati, si mettono in evidenza alcune particolarità differenziali che caratterizzano, nei riguardi della modulazione, i tubi a debole emissione e quelli a forte emissione.

PARTE I.

1. - Premesse.

In un trasmettitore radiofonico, per potere ottenere una modulazione molto profonda, di grado prossimo al 100 %, ed esente da distorsioni, è necessario determinare con molta accuratezza le condizioni di funzionamento del tubo sul quale si agisce per modulare (che in seguito chiamaremo tubo modulatore) e quelle dei tubi amplificatori di correnti a radiofrequenza modulate.

La determinazione di tali condizioni di funzionamento risulta facile tracciando le caratteristiche statiche di modulazione, nel caso dei tubi modulatori, e le caratteristiche di funzionamento, nel caso dei tubi amplificatori.

In quanto segue, ci proponiamo di esaminare il funzionamento di un amplificatore di correnti a radiofrequenza, di indicare come le relative caratteristiche statiche di modulazione e di funzionamento possano essere dedotte per via teorica dalle caratteristiche statiche dei tubi, date dai costruttori, e di mettere in evidenza come esse risultino in buon accordo con quelle rilevate sperimentalmente.

2. - Determinazione della potenza di uscita e del rendimento di un tubo amplificatore.

Si consideri lo schema (fig. 1) di un amplificatore per radiofrequenza con alimentazione in serie e si indichino con:

$-V_{g0}$ la tensione continua base di polarizzazione di griglia;

v_g, $\mathcal{V}_g$ rispettivamente i valori istantaneo e massimo della tensione alternata di pulsazione ω applicata alla griglia, che in seguito chiameremo tensione eccitatrice di griglia;

V_{a0} la tensione continua base di alimentazione anodica del tubo;

i_a, $\mathcal{J}_a$, I_{a0} i valori istantaneo, massimo e medio della corrente anodica circolante tra anodo e catodo;

v_{ac}, $\mathcal{V}_{ac}$ I valori istantaneo e minimo della caduta interna di tensione tra anodo e catodo, che si determina nel tubo in in corrispondenza dei valori istantaneo e massimo i_a e $\mathcal{J}_a$ della corrente anodica;

i_{a1}, $\mathcal{J}_{a1}$ i valori istantaneo e massimo della componente alternata fondamentale della corrente anodica;

v_{a1}, $\mathcal{V}_{a1}$ i valori istantaneo e massimo della differenza di potenziale alternativa, che si determina tra i morsetti 1 e 2 del circuito oscillante anodico;

μ, g_m il coefficiente di amplificazione e la conduttanza mutua del tubo;

R_a la resistenza equivalente del circuito anodico, supposto in risonanza con la pulsazione della tensione eccitatrice di griglia.

Il funzionamento di un tubo amplificatore a radiofrequenza è determinato dai valori della tensione di alimentazione V_{a0}, della ten-

sione di polarizzazione di griglia — V_{g0}, della resistenza equivalente R_a del circuito oscillatorio anodico e dell'ampiezza $\mathcal{V}_g$ della tensione eccitatrice di griglia che riterremo avente andamento sinusoidale.

Noti tali valori, ci proponiamo di determinare la potenza P_u di uscita del tubo ed il suo rendimento η.

Osserviamo anzitutto che, negli amplificatori a radiofrequenza impiegati nei trasmettitori, la circolazione della corrente anodica ha luogo solamente per una parte del periodo della tensione eccitatrice

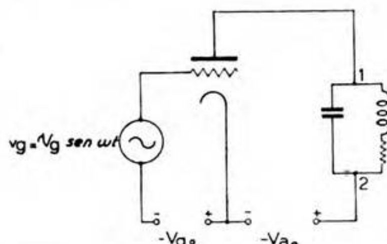


Fig. 1. — Schema di un tubo amplificatore per radiofrequenza con alimentazione in serie.

di griglia, e pertanto noi limiteremo la trattazione agli amplificatori di classe C, B e A-B [1], nei quali, come è noto, l'angolo θ di circolazione della corrente anodica risulta rispettivamente inferiore a π, eguale a π e compreso tra π e 2π.

Ciò premesso, ricordiamo che l'applicazione, in un tubo amplificatore, di una tensione eccitatrice di griglia $v_g = \mathcal{V}_g$ sen ωt dà luogo alla circolazione di una corrente anodica i_a, che determina ai morsetti 1 e 2 del circuito oscillatorio anodico, nel caso che questo equivalga ad una resistenza pura R_a per la componente di frequenza fondamentale e presenti invece una impedenza trascurabile per le componenti di frequenze armoniche, una tensione sinusoidale di ampiezza $\mathcal{V}_{a1}$ in opposizione di fase con quella di griglia.

---

(1) Per la divisione degli amplificatori nelle classi A, B, C vedasi: Year Book of Institute Radio Engineers, 1931, p. 71.

The RCA Radiotron-Cunningham Radio Tube Manual, Technical Series N° RC-11, 1933, p. 9. (Nella classifica più recente, riportata in quest'ultima pubblicazione, è introdotta anche la classe A-B).

Sulla classifica degli amplificatori esiste nella stampa tecnica, come è già stato messo in evidenza (A. F., 1932, I, p. 484; F. MARIETTI: A. F., 1932, I, p. 536), una certa confusione. In particolare, C. E. Fay (The Operation of Vacuum Tubes as Class B and C Amplifiers - Bell S.T.J., 1932, XI, p. 28) comprende nella classe B anche gli amplificatori della classe A-B; W. L. Everitt (Optimun operating conditions for Class C Amplifiers - Proc. I.R.E., 1934, XXII, p. 152) considera come amplificatori di classe C quelli nei quali la circolazione della corrente anodica è limitata a meno di mezzo periodo, senza tener conto dell'ampiezza della tensione eccitatrice: sotto la stesso punto di vista sono considerati nel testo gli amplificatori di classe C.

Per potere determinare il valore $\mathcal{V}_{a1}$ di tale ampiezza, occorrerebbe conoscere l'andamento della corrente anodica e cioè la funzione $i_a = f(t)$; nota infatti tale funzione, mediante l'analisi armonica sarebbe possibile determinare la componente continua I_{a0} e l'ampiezza $\mathcal{J}_{a1}$ della componente alternata di frequenza fondamentale, e quindi:

$$\mathcal{V}_{a1} = \mathcal{J}_{a1} R_a .$$

In tal modo il problema propostoci risulterebbe completamente risolto, in quanto che si avrebbero per la potenza di uscita P_u e per il rendimento η le seguenti espressioni:

$$P_u = \frac{\mathcal{V}_{a1}^2}{2 R_a} \quad , \quad \eta = \frac{\mathcal{V}_{a1}^2}{2 R_a V_{a0} I_{a0}} .$$

E' da osservare però che i_a risulta a sua volta funzione di $\mathcal{V}_{a1}$ e pertanto il problema si presenta complesso e non può risolversi che per successive approssimazioni.

Procederemo allora come segue.

Riferendoci allo schema della fig. 1, osserviamo che, in un istante qualsiasi, applicando la seconda legge di Kirchhoff, si ha:

[1] $$V_{a0} = v_{ac} + v_{a1} = v_{ac} + i_{a1} R_a .$$

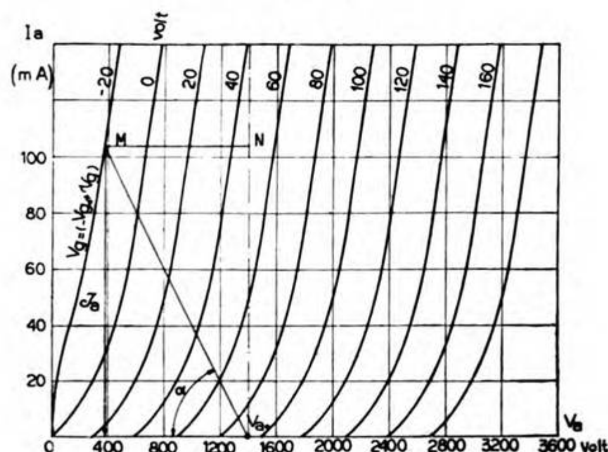


Fig. 2 a. — Determinazione nel piano I_a, V_a della tensione $\mathcal{V}_{a1}$ ai capi del circuito oscillatorio anodico di un amplificatore per radiofrequenza.

Nell'istante in cui la tensione eccitatrice di griglia assume il suo massimo valore positivo $\mathcal{V}_g$, la tensione alternata ai morsetti 1 e 2 del circuito anodico assume il massimo valore negativo $-\mathcal{V}_{a1}$, la corrente anodica circolante nel tubo, nel caso che esso funzioni su tratti delle caratteristiche abbastanza al disotto della zona di satu-

razione, ha il suo massimo valore $\mathcal{J}_a$ e la caduta di tensione tra anodo e catodo ha il suo valore minimo $\mathcal{V}_{ac}$. Se indichiamo con K il rapporto $\mathcal{J}_{a1}/\mathcal{J}_a$, la relazione [1] potrà scriversi :

$$V_{a0} = \mathcal{V}_{ac} + \mathcal{J}_{a1} R_a = \mathcal{V}_{ac} + K \mathcal{J}_a R_a ,$$

da cui :

$$\mathcal{J}_a = \frac{V_{a0} - \mathcal{V}_{ac}}{K R_a} . \quad [2]$$

Se supponiamo noto K, la relazione [2] permette di determinare $\mathcal{J}_a$ e quindi $\mathcal{V}_{a1} = K \mathcal{J}_a R_a$; a tale scopo, riferendoci alle caratteristiche statiche del tubo nel piano delle correnti anodiche I_a e delle tensioni anodiche V_a (fig. 2 *a*), si conduca per il punto di ascissa V_{a0},

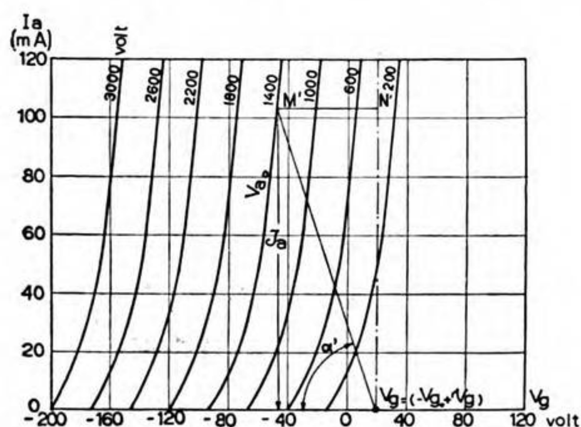


Fig. 2 *b*. — Determinazione nel piano I_a , V_g della tensione $\mathcal{V}_{a1}$ ai capi del circuito oscillatorio anodico di un amplificatore per radiofrequenza.

tensione continua di alimentazione del tubo, una retta inclinata sull'asse delle ascisse di un angolo α, tale che $\text{ctg}\, \alpha = K R_a$; il punto M, in cui tale retta interseca la caratteristica quotata con il valore di tensione di griglia $V_g = (- V_{g0} + \mathcal{V}_g)$ che si ha in corrispondenza del massimo valore positivo $\mathcal{V}_g$ della tensione eccitatrice di griglia del tubo, dà la corrente $\mathcal{J}_a$, ed il segmento $M N$ di orizzontale passante per il suddetto punto di intersezione e limitato dalla verticale $V_{a0} N$ condotta per il punto di ascissa V_{a0}, dà il valore $K \mathcal{J}_a R_a = \mathcal{V}_{a1}$ dell'ampiezza della tensione alternata ai morsetti 1 e 2 del circuito oscillante anodico.

Un procedimento analogo si può seguire nel caso in cui ci si voglia riferire alle caratteristiche statiche del tubo nel piano delle correnti anodiche I_a e delle tensioni di griglia V_g (fig. 2 *b*); scritta

la relazione [2] nella forma:

$$\mathcal{J}_a = \frac{\dfrac{V_{a0} - \mathcal{V}_{ac}}{\mu}}{\dfrac{K}{\mu} R_a},$$

dal punto di ascissa $V_g = (-V_{g0} + \mathcal{V}_g)$, corrispondente al massimo valore positivo assunto dalla griglia durante il regime oscillatorio, si conduce una retta inclinata sull'asse dell'ascissa di un angolo α' tale che ctg $\alpha' = K R_a/\mu$; il punto M' in cui tale retta interseca la caratteristica di quota V_{a_0}, dà il valore della corrente $\mathcal{J}_a$, ed il seg-

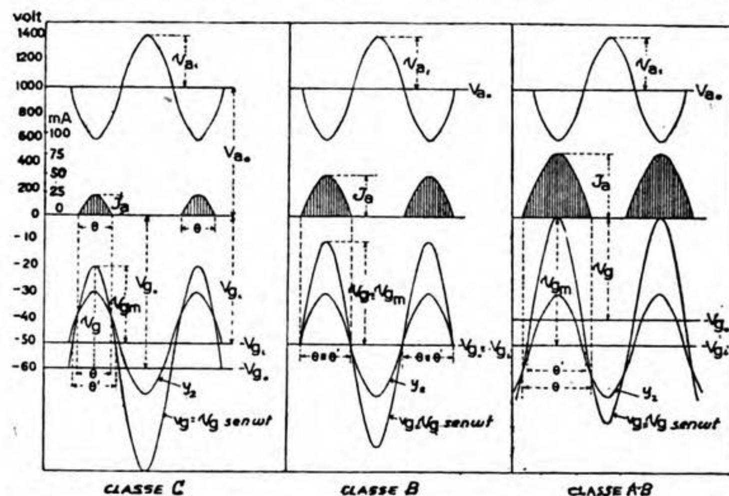


Fig. 3. — Curve della tensione eccitatrice di griglia, della corrente anodica e della tensione alternata ai capi del circuito oscillatorio anodico di un tubo amplificatore per radiofrequenza funzionante in classe C, B ed A - B.

mento $M' N'$ di orizzontale passante per il suddetto punto d'intersezione e limitato dalla verticale condotta per il punto di ascissa $V_g = (-V_{g0} + \mathcal{V}_g)$, dà il valore $K \mathcal{J}_a R_a/\mu = \mathcal{V}_{a1}/\mu$, cioè il rapporto tra il valore dell'ampiezza della tensione alternata ai morsetti 1 e 2 del circuito oscillatorio anodico ed il coefficiente di amplificazione del tubo.

Il procedimento per la determinazione di $\mathcal{V}_{a1}$ risulterebbe quindi in definitiva molto semplice e rapido, qualora fosse noto K, che è a sua volta funzione di $i_a = f(t)$, ma può essere determinato con sufficiente approssimazione con il seguente procedimento.

Se ammettiamo che le caratteristiche del tubo siano rappresentate dalle equazioni lineari del Vallauri, la corrente anodica risulta

espressa (fig. 3) dalla funzione:

$$[3]\quad i_a = g_m\left(\mathcal{V}_g - \frac{\mathcal{V}_{a1}}{\mu}\right)\left(\text{sen}\,\omega\,t - \cos\frac{\theta}{2}\right) = A\left(\text{sen}\,\omega\,t - \cos\frac{\theta}{2}\right),$$

nella quale si è indicato con θ l'angolo di circolazione della corrente anodica.

Secondo il noto procedimento dell'analisi armonica, possiamo calcolare l'ampiezza della componente fondamentale $\mathcal{J}_{a1}$ con la relazione:

$$\mathcal{J}_{a1} = \frac{2}{T}\int_{-\frac{1}{\omega}\left(-\frac{\pi}{2}+\frac{\theta}{2}\right)}^{-\frac{1}{\omega}\left(\frac{\pi}{2}+\frac{\theta}{2}\right)} i_a\,\text{sen}\,\omega\,t\cdot d\,t = \frac{A\left(\frac{\theta}{2} - \frac{\text{sen}\,\theta}{2}\right)}{\pi},$$

mentre, sempre dalla relazione [3], si ha:

$$\mathcal{J}_a = A\left(1 - \cos\frac{\theta}{2}\right),$$

e quindi:

$$[4]\quad K = \frac{\mathcal{J}_{a1}}{\mathcal{J}_a} = \frac{\frac{\theta}{2} - \frac{\text{sen}\,\theta}{2}}{\left(1 - \cos\frac{\theta}{2}\right)}.$$

In tal modo K risulta espresso in funzione dell'angolo θ di circolazione della corrente anodica e la sua determinazione risulta facile, specialmente se ci si riferisce al diagramma della fig. 4, dedotto dalla relazione [4] (2).

L'angolo di circolazione θ è però a sua volta funzione del valore dell'ampiezza $\mathcal{V}_{a1}$, che è un'incognita del problema, poichè esso risulta determinato (fig. 3) dall'intersezione della curva della tensione risultante applicata alla griglia $y_1 = (-V_{g0} + \mathcal{V}_g\,\text{sen}\,\omega\,t)$ con la curva della tensione d'interdizione del tubo, in regime oscillatorio:

$$y_2 = \frac{-V_{a0} + \mathcal{V}_{a1}\,\text{sen}\,\omega\,t}{\mu}.$$

In prima approssimazione si può assumere per angolo di circolazione della corrente anodica quello θ' determinato dall'intersezione

(2) Il diagramma di K in funzione di θ è stato dedotto anche dal Fay (loc. cit.) con un procedimento molto laborioso, partendo da una famiglia di caratteristiche statiche rappresentabili con la funzione $I_a = A\,(V_a + \mu V_g)^{3/2}$. Il diagramma del Fay, rappresentato in fig. 4 con linea tratteggiata, differisce poco da quello ricavato con il procedimento indicato nel testo.

della curva y_1 con una retta parallela all'ascissa e condotta per il punto di tensione d'interdizione $-V_{gi} = -V_{a0}/\mu$; come appare chiaramente dalla fig. 3, tale valore θ' risulta maggiore di θ per gli amplificatori funzionanti in classe C, eguale a θ per gli amplificatori di classe B, minore di θ per gli amplificatori di classe A-B.

In generale per i casi che più frequentemente s'incontrano nella pratica, il valore di K calcolato in base a θ', fornisce valori per $\mathcal{J}_a$ e $\mathcal{V}_{a1}$ che possono essere ritenuti sufficientemente approssimati; quando fosse desiderata un'approssimazione maggiore, si dovrebbe

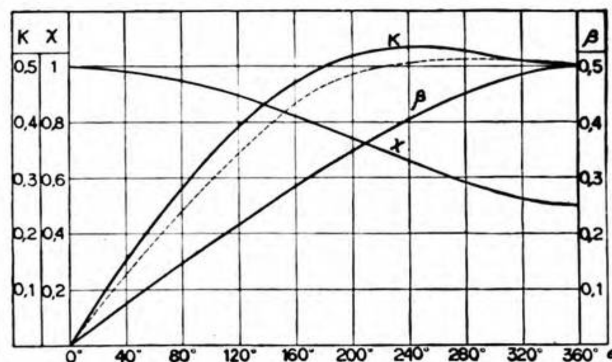


Fig. 4. — Diagrammi dei coefficienti K, β e χ in funzione dell'angolo θ di circolazione della corrente anodica.

procedere alla determinazione di $\mathcal{J}_a$ e $\mathcal{V}_{a1}$ con una seconda approssimazione, calcolando l'angolo θ in base al primo valore ottenuto per $\mathcal{V}_{a1}$, quindi il valore K, e ripetendo il procedimento grafico.

Lo stesso procedimento grafico seguito per determinare $\mathcal{V}_{a1}$ consente di calcolare rapidamente anche il rendimento del tubo.

Si ha infatti:

$$\eta = \frac{\mathcal{V}_{a1}\,\mathcal{J}_{a1}}{2\,V_{a0}\,I_{a0}} = \frac{\mathcal{V}_{a1}\,K\,\mathcal{J}_a}{2\,V_{a0}\,I_{a0}} ,$$

e ponendo:

$$\beta = \frac{I_{a0}}{\mathcal{J}_a} ,$$

risulta:

[5] $$\eta = \frac{K\,\mathcal{V}_{a1}}{2\,\beta\,V_{a0}} = \chi\,\frac{\mathcal{V}_{a1}}{V_{a0}} ,$$

dove $\chi = K/(2\beta)$. Osserviamo che β e χ possono facilmente essere determinati in funzione di θ tenendo presente la relazione [3]; per β

si ha infatti:

$$[6] \quad \beta = \frac{I_{a0}}{\mathcal{J}_a} = \frac{\dfrac{1}{T}\displaystyle\int_{-\frac{1}{\omega}\left(-\frac{\pi}{2}+\frac{\theta}{2}\right)}^{-\frac{1}{\omega}\left(\frac{\pi}{2}+\frac{\theta}{2}\right)} A\,(\mathrm{sen}\,\omega\,t - \cos\theta/2)\,d\,t}{A\left(1-\cos\dfrac{\theta}{2}\right)} = \frac{2\,\mathrm{sen}\,\dfrac{\theta}{2} - \theta\cos\theta}{2\left(1-\cos\dfrac{\theta}{2}\right)}.$$

Determinato β, si ha per χ:

$$[7] \quad \chi = \frac{K}{2\,\beta} = \frac{\dfrac{\theta}{2} - \dfrac{1}{2}\,\mathrm{sen}\,\theta}{2\left(\mathrm{sen}\,\dfrac{\theta}{2} - \dfrac{\theta}{2}\cos\theta\right)}.$$

I diagrammi di β e χ in funzione di θ sono stati tracciati nella stessa fig. 4 che dà K in funzione di θ.

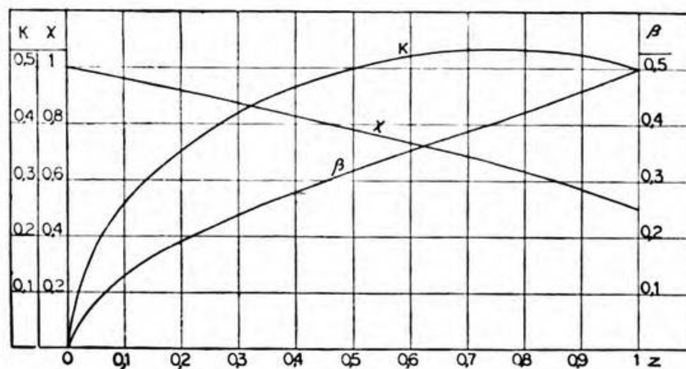


Fig. 5. — Diagrammi dei coefficienti K, β e χ in funzione di z.

Esaminando la relazione [5] si rileva che, noto χ, il procedimento della fig. 2 ci consente di determinare rapidamente anche il rendimento del tubo, in quanto che il rapporto $\mathcal{V}_{a1}/V_{a0}$ risulta dato dal rapporto dei segmenti $M\,N$ e $O\,V_{a0}$.

Il problema propostoci risulta quindi completamente risolto. E' da tener presente però che la determinazione di θ' in base ai valori di V_{a0}, $-V_{g0}$ e $\mathcal{V}_g$, fissati per il funzionamento del tubo, riesce piuttosto laboriosa; per rendere più rapido il calcolo di K, β e χ, è conveniente servirsi di una funzione z che rappresenta il rapporto tra il valore massimo positivo $\mathcal{V}_{gm}$ (fig. 3) della tensione risultante di griglia riferita alla retta condotta per $-V_{gi}$ e il doppio dell'ampiezza

della tensione eccitatrice, cioè:

$$[8] \qquad z = \frac{\mathcal{V}_{gm}}{2\mathcal{V}_g} = \frac{V_{gi} - V_{go} + \mathcal{V}_g}{2\mathcal{V}_g} \qquad \frac{1 - \cos\dfrac{\theta'}{2}}{2} .$$

Poichè ad ogni valore di θ' corrisponde un determinato valore di z, potremo senz'altro tracciare i diagrammi di K, β e χ in funzione di z; tali diagrammi sono rappresentati in fig. 5 e sono stati ottenuti dai corrispondenti diagrammi di K, β e χ in funzione di θ, riprodotti in fig. 4.

Dal valore di z si può conoscere, in prima approssimazione, la classe in cui lavora il tubo; infatti ai valori di $\theta' = \pi$ e $\theta' = 2\pi$ corrispondono i valori di $z = 1/2$ e $z = 1$, possiamo quindi stabilire che se risulta $z < 1/2$ l'amplificatore funziona in classe C, se è $z = 1/2$ l'amplificatore funziona in classe B, mentre per $1/2 < z < 1$ l'amplificatore funziona in classe *A-B*.

3. - Caratteristiche statiche di modulazione e di funzionamento. Definizioni.

Come si è precedentemente detto, i parametri che definiscono il funzionamento di un tubo amplificatore sono: la tensione continua di alimentazione anodica V_{ao}, la tensione di polarizzazione di griglia $- V_{go}$, l'ampiezza $\mathcal{V}_g$ della tensione eccitatrice di griglia e la resistenza equivalente R_a del circuito anodico. Per ottenere la modulazione in ampiezza delle correnti a radiofrequenza del circuito di utilizzazione di un tubo amplificatore, occorre quindi agire su uno dei quattro parametri suddetti.

Prescindendo dai sistemi con i quali si agisce su R_a e che vengono raramente impiegati, restano da considerare i tre casi in cui la modulazione è ottenuta:

1°) fissando i valori $- V_{go}$, e $\mathcal{V}_g$ e variando la tensione anodica del tubo intorno al valore medio V_{ao}, che si ha in assenza di modulazione, con la stessa legge di variazione delle correnti microfoniche generate dalla voce o dal suono da trasmettere (modulazione di tensione anodica e più semplicemente modulazione di placca);

2°) fissando i valori V_{ao} e $\mathcal{V}_g$ e variando la tensione di polarizzazione di griglia intorno al valore medio $- V_{go}$, che si ha in assenza di modulazione (modulazione di tensione di griglia o più semplicemente modulazione di griglia);

3°) fissando i valori V_{ao} e $- V_{go}$ e variando l'ampiezza della tensione eccitatrice di griglia intorno al valore medio $\mathcal{V}_g$, che si ha in assenza di modulazione (modulazione di tensione eccitatrice di griglia).

Per tutti e tre i casi è molto utile determinare le caratteristiche statiche di modulazione, che chiameremo rispettivamente caratteristiche di modulazione di placca, caratteristiche di modulazione di griglia, caratteristiche di funzionamento; esse vengono tracciate portando come ascisse i valori del parametro sul quale si agisce per

modulare, e come ordinate i corrispondenti valori efficaci della corrente a radiofrequenza fornita dal tubo nel circuito di utilizzazione, o i valori dell'ampiezza $\mathcal{V}_{a1}$ della tensione a radiofrequenza ai morsetti 1 e 2 del circuito oscillante anodico.

In quanto segue indicheremo i procedimenti che consentono di tracciare le caratteristiche statiche di modulazione e di funzionamento di un tubo, partendo dalle sue caratteristiche statiche nel piano I_a, V_a o nel piano I_a, V_g.

4. - Caratteristiche statiche di modulazione di placca.

I parametri R_a, V_{g0} e $\mathcal{V}_g$ hanno valori prefissati; il parametro V_{a0} non è costante ma risulta variabile, e propriamente la tensione anodica risulta data dalla funzione $v_{a0} = V_{a0}\ (1 + m \cos \Omega t)$ dove m è il grado di modulazione espresso in frazione di unità, Ω la pulsazione di modulazione; quindi la tensione anodica durante il ciclo di modulazione assume tutti i valori compresi tra $V_{a0\,max} = V_{a0}\ (1 + m)$ e $V_{a0\,min} = V_{a0} (1 - m)$.

Per il tracciamento della caratteristica statica di modulazione interessa conoscere, in corrispondenza dei valori assunti dalla tensione anodica durante il processo di modulazione, i corrispondenti valori della corrente dei circuito di utilizzazione od anche i corrispondenti valori dell'ampiezza della tensione alternata che si determina ai morsetti 1 e 2 del circuito anodico. Il procedimento da seguire è semplice.

Si consideri un dato valore istantaneo v_{a0}, assunto dalla tensione anodica nel ciclo di modulazione, e si determini il corrispondente valore di z con la relazione:

$$[9] \qquad z = \frac{v_{gi} - V_{g0} + \mathcal{V}_g}{2\,\mathcal{V}_g} = \frac{\dfrac{v_{a0}}{\mu} - V_{g0} + \mathcal{V}_g}{2\,\mathcal{V}_g},$$

si può quindi conoscere, in prima approssimazione, in che classe il tubo lavora e determinare il corrispondente valore di K, servendosi del diagramma della fig. 5.

Noto K, riferendosi alle caratteristiche statiche del tubo nel piano I_a, V_a (fig. 6 *a*), si tracci, per il punto dell'asse delle ascisse corrispondente al valore di tensione anodica v_{a0} che si considera, una retta inclinata di un angolo α tale che $\operatorname{ctg} \alpha = K R_a$, e si determini il punto d'intersezione di tale retta con la caratteristica corrispondente ad una tensione di griglia di quota $V_g = (- V_{g0} + \mathcal{V}_g)$. Il segmento di orizzontale compreso tra il suddetto punto d'intersezione e la verticale condotta per il punto di ascissa v_{a0}, dà l'ampiezza della tensione alternata ai morsetti 1 e 2 del circuito oscillante anodico.

L'operazione si ripete senza difficoltà per i diversi valori di v_{a0} compresi tra $V_{a0\,max}$ e $V_{a0\,min}$, dato che nell'espressione [9] il solo elemento variabile, con il variare del valore di v_{a0}, è v_{gi} e ciò facilita quindi molto la determinazione di K, ed in considerazione inoltre che le intersezioni delle rette condotte per i punti corrispondenti ai diversi valori di v_{a0} di tensione anodica, devono essere determinate sempre con la caratteristica del tubo di quota $V_g = (- V_{g0} + \mathcal{V}_g)$.

La determinazione delle caratteristiche di modulazione di placca risulta molto rapida e può essere notevolmente facilitata mediante tabelle, nelle cui colonne siano ordinatamente raggruppati tutti i dati occorrenti per il tracciamento della caratteristica stessa, della curva della corrente anodica media I_{a0}, e della curva del rendimento η.

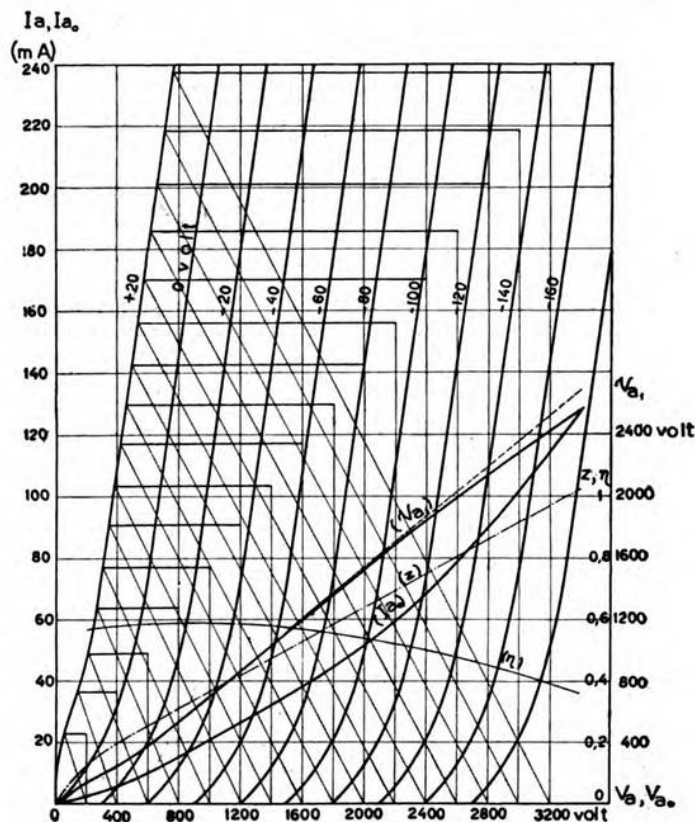


Fig. 6 *a*. — Tracciamento nel piano I_a, V_a della caratteristica di modulazione di placca ($\mathcal{V}_{a1}$) di parametri $- V_{g0} = - 100$ volt, $\mathcal{V}_g = 120$ volt, $R_a = 20.000$ ohm, e relative curve della corrente anodica media (I_{a0}) e del rendimento (η).

Nella fig. 6 *b*, per la determinazione della caratteristica di modulazione, anzichè utilizzare le caratteristiche statiche del tubo nel piano I_a, V_a, sono state utilizzate le caratteristiche nel piano I_a, V_g; in tal caso la determinazione dei diversi valori di $\mathcal{V}_{a1}$, relativi ai diversi punti della caratteristica di modulazione, viene ottenuta mediante un fascio di rette con inclinazione corrispondente ai diversi valori di K, partenti dal punto di ascissa $V_g = (- V_{g0} + \mathcal{V}_g)$, e cer-

cando l'intersezione di dette rette con le caratteristiche quotate con i diversi valori di tensioni anodiche v_{a0} che si considerano.

Nel caso della modulazione di placca si ha però convenienza a riferirsi al piano I_a, V_a, poichè, così facendo, si mette chiaramente in evidenza la grande analogia tra l'andamento delle caratteristiche di modulazione di placca e quello delle caratteristiche statiche del tubo stesso nel piano I_a, V_a; tenendo infatti presente (fig. 6 *a*) il

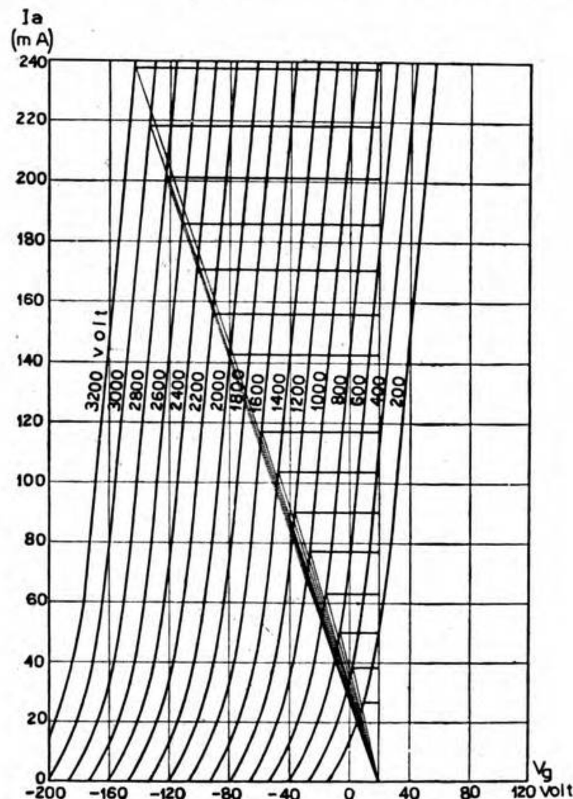


Fig. 6 *b*. — Tracciamento nel piano I_a, V_g della stessa caratteristica di modulazione di placca ($\mathcal{V}_{a1}$), di cui in fig. 6 *a*.

procedimento seguito per il tracciamento delle caratteristiche, si rileva come la caratteristica di modulazione di placca relativa a determinati valori dei parametri $-V_{g0}$, $\mathcal{V}_g$ e R_a possa considerarsi derivata dalla caratteristica statica del tubo avente per quota $V_g = (-V_{g0} + \mathcal{V}_g)$, alterando opportunamente le ordinate che, nel caso delle caratteristiche di modulazione, rappresentano le ampiezze delle tensioni a radiofrequenza ai morsetti 1 e 2 del circuito anodico delle correnti anodiche I_a.

La suddetta alterazione di ordinate avviene con rapporto variabile da punto a punto della curva che si considera, in quanto che in corrispondenza dei diversi punti della curva stessa varia il valore di K e quindi di α; tuttavia, poichè tale variazione è di piccola entità e continua, le caratteristiche di modulazione finiscono per avere un andamento molto simile a quello delle corrispondenti caratteristiche statiche del tubo nel piano I_a, V_a, da cui risultano derivate.

Dall'esame della caratteristica della fig. 6 *a*, tracciata con il metodo suddetto, si possono trarre le seguenti deduzioni:

a) Per ottenere una modulazione di placca la più simmetrica possibile è necessario che, in corrispondenza dei punti della caratteristica di modulazione utilizzata, il tubo oscilli in classe C. Infatti (fig. 6 *a*) dalla caratteristica di modulazione ($\mathcal{V}_{a1}$) di parametri $-V_{g0} = 100$ volt, $V_g = 120$ volt e $R_a = 20.000$ ohm, si rileva che, appena dopo il gomito inferiore, essa assume andamento rettilineo fino a circa il punto di ascissa $v_{a0} = 1500$ volt, al quale corrisponde il valore $z = 0{,}5$; a partire da tale punto comincia a piegare, dapprima in misura lievissima e quasi inavvertibile, successivamente in modo netto ed in corrispondenza di tali punti della caratteristica si verifica un funzionamento del tubo in classe A ($v_{a0} = 3400$ volt; $z = 1{,}02$). Ciò può spiegarsi facilmente tenendo presente il diagramma della fig. 5, dal quale si rileva che il valore di K aumenta dapprima rapidamente fino al valore $z = 0{,}5$; quindi da $z = 0{,}5$ a $z = 0{,}75$ aumenta ancora ma lentamente, mentre a partire poi dal valore $z = 0{,}75$ comincia a decrescere. D'altra parte, dal tracciamento grafico si constata che, finchè K aumenta, la caratteristica di modulazione mantiene un andamento pressochè rettilineo, per cominciare a piegare non appena K decresca; pertanto la caratteristica di modulazione potrebbe essere convenientemente sfruttata fino ai punti a cui corrispondono valori di $z = 0{,}75$, ma è meglio, in generale, arrestarsi al punto della caratteristica al quale corrisponda un valore $z = 0{,}5$, poichè introducendo anche il tratto di caratteristica tra $z = 0{,}5$ e $z = 0{,}75$, si aumenta, sia pure in misura assai lieve, il coefficiente di distorsione e si provoca una diminuzione del rendimento medio.

b) La modulazione di placca è caratterizzata da un rendimento pressochè costante in corrispondenza dei diversi punti della caratteristica, come si nota nella fig. 6 *a*, dove il rendimento, per gran parte della caratteristica, e propriamente per quella parte nella quale il tubo oscilla in classe C (da $v_{a0} = 0$ a $v_{a0} = 1500$ volt) si mantiene costante intorno al valore di $0{,}57 \div 0{,}58$ e va poi diminuendo nel rimanente tratto; il rendimento medio, relativo al tratto di caratteristica utilizzabile, si mantiene dunque elevato, superiore al 50 % nel caso della fig. 6 *a* ed in alcuni casi superiore al 60 %. Ciò costituisce, come è ben noto, una particolarità notevole della modulazione di placca, che la differenzia nettamente dalla modulazione di griglia e dall'amplificazione di correnti a radiofrequenza modulate. La ragione di tale particolarità si comprende facilmente se si tiene presente l'espressione del rendimento $\eta = \chi\, \mathcal{V}_{a1}/v_{a0}$, considerando che, nel caso della modulazione di placca, la variazione dell'ampiezza $\mathcal{V}_{a1}$

della tensione alternata a radiofrequenza ai morsetti 1 e 2 del circuito oscillatorio anodico viene ottenuta variando la tensione anodica del tubo v_{a0}, per cui il rapporto $\mathcal{V}_{a1}/v_{a0}$ con il diminuire di $\mathcal{V}_{a1}$ si mantiene pressochè costante, ovvero diminuisce lievemente e la diminuzione è per altro compensata dall'aumentare del coefficiente χ.

In base a quanto precedentemente esposto, risulta ora possibile determinare i criteri da seguire per la scelta di un tubo elettronico che debba funzionare come amplificatore a radiofrequenza con modulazione di placca.

Il problema può, in generale, essere così precisato: in uno stadio finale o intermedio di un trasmettitore radiofonico interessa avere un tubo funzionante con modulazione di placca che possa dare una potenza utile di uscita P_u (in assenza di modulazione) e che possa consentire, senza distorsione apprezzabile, una modulazione con grado m.

La scelta del tubo viene fatta in base alla potenza P_d di dissipazione anodica; tenendo presente che, indicando con η_m il rendimento medio del tubo (che può assumere il valore di circa 0,60) nel ciclo di modulazione, si ha per P_d:

[10] $$P_d = P_u \left(1 + \frac{m^2}{2}\right)\left(\frac{1}{\eta_m} - 1\right).$$

Scelto così in base al valore di P_d il tubo da impiegare, occorre determinare i parametri che ne definiscono il funzionamento e cioè R_a, V_{a0}, $-V_{g0}$ e $\mathcal{V}_a$; per fare questo è necessario procedere per successive approssimazioni: si determina anzitutto il valore di V_{a0}, tenendo presente che durante il ciclo di modulazione la tensione anodica raggiunge il valore massimo $V_{a0\,max}$, e che corrispondentemente la tensione ai morsetti 1 e 2 del circuito oscillante anodico assume il valore $\mathcal{V}_{a1\,max}$ e la potenza istantanea di uscita del tubo il valore $P_{u\,max}$; si fissa quindi il valore di $V_{a0\,max}$ adottando, per le ragioni che meglio vedremo in seguito, il criterio di stabilirlo del 50 % superiore al valore della tensione normale di esercizio indicato dal costruttore; risulta così determinato il valore di V_{a0}, essendo:

[11] $$V_{a0} = \frac{V_{a0\,max}}{1 + m}.$$

Noto V_{a0}, si procede alla determinazione di R_a; tenendo presente che è conveniente che il tubo funzioni durante tutto il ciclo di modulazione in classe C, si può, in corrispondenza di $V_{a0\,max}$, fissare $z = (0,4 \div 0,5)\ m$, essendo m il valore massimo previsto della profondità di modulazione; in tal modo anche se questa da un valore $m < 1$ si porta al valore $m = 1$ (modulazione al 100 %), si ha la certezza che il tubo funziona sempre in classe C.

In base al valore di z, si possono, con il diagramma della fig. 5, calcolare i corrispondenti valori di K e χ, che indicheremo con K' e χ'; la relazione [5] trovata per η ci consente allora di conoscere il

valore R_a, in quanto che si ha:

[12] $$\eta = \chi' \frac{\mathcal{V}_{a_1 \max}}{V_{a_0 \max}} ,$$

quindi, ammettendo $\eta = \eta_m = 0{,}60$ ed avendo determinato i valori di $V_{a_0 \max}$ e di χ', risulta noto senz'altro quello di $\mathcal{V}_{a_1 \max}$ ed in definitiva quello di R_a, dato dalla relazione:

[13] $$R_a = \frac{\mathcal{V}_{a_1 \max}^2}{2\, P_{u \max}} ,$$

dove $P_{u \max}$ è fornito dalla:

[14] $$P_{u \max} = (1 + m)^2\, P_u \, .$$

Determinati V_{a_0} e R_a, per determinare $-V_{g_0}$ e $\mathcal{V}_g$ si procederà come segue.

Riferendosi al piano I_a, V_a (fig. 7 *a*), si sceglie tra le caratteristiche quotate con valori positivi di tensione di griglia, quella che

Fig. 7 *a*. — Determinazione nel piano I_a, V_a dei parametri di funzionamento di un tubo modulatore con modulazione di placca.

deve servire di base alla caratteristica di modulazione; è da tener presente a tale riguardo che da una parte converrebbe scegliere caratteristiche con quote positive le più elevate possibile, in quanto in tal modo si vengono ad aumentare i valori dei rapporti $\mathcal{V}_{a1}/v_{a_0}$ relativi ai diversi punti della caratteristica di modulazione e quindi il rendimento medio nel ciclo di modulazione aumenta; mentre d'altra parte non è possibile esagerare in tal via, sia perchè, con l'aumentare della quota, le caratteristiche del tubo tendono sempre più ad assumere un andamento curvilineo (andamento che, come si è visto precedentemente, si ripercuote sulla caratteristica di modulazione) e sia per-

chè la quota della caratteristica prescelta deve avere un valore $V_g \leqslant 0{,}80\ (V_{a_0\,max} - \mathcal{V}_{a_1max})$ (3).

Fissata la quota V_g della caratteristica statica del tubo che dovrà servire di base a quella di modulazione, risulta senz'altro possibile determinare $-V_{g_0}$ e $\mathcal{V}_g$ in base alle due seguenti relazioni:

$$-V_{g0} + \mathcal{V}_g = V_g\ ,$$

$$\frac{V_{a_0\,max} - V_{g0} + \mathcal{V}_g}{2\mathcal{V}_g} = z = (0{,}4 \div 0{,}5)\, m\ .$$

Determinati i quattro parametri di funzionamento R_a, V_{a_0}, $-\mathcal{V}_{g_0}$, V_g, occorre controllare se essi sono tali da consentire un funzionamento del tubo rispondente ai dati del problema.

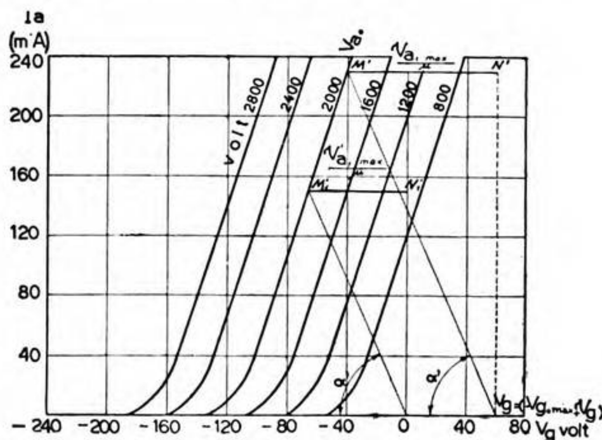


Fig. 7 *b*. — Determinazione del piano I_a, V_g dei parametri di funzionamento di un tubo modulatore di griglia o amplificatore di correnti a radiofrequenza modulate.

A tale scopo (fig. 7 *a*) si conduca, dal punto di ascissa corrispondente al valore $V_{a_0\,max}$, una retta inclinata sull'asse di un angolo α tale che $\operatorname{ctg}\alpha = K\, R_a$, dove per K si assume il valore corrispondente a $z = (0{,}4 \div 0{,}5)\ m$, e se ne determini il punto di intersezione con la caratteristica di quota $V_g = (-V_{g_0} + \mathcal{V}_g)$; quindi conducendo la perpendicolare per l'ascissa V_{a_0max} si determini il segmento $M\,N$ che dà il valore $\mathcal{V}_{a_1max}$; questo in generale non coincide con quello ricavato dalla relazione [12]; si ripeta allora il procedimento conducendo una parallela alla retta $M\, V_{a_0\,max}$ da un punto di tensione $V_{a_0\,max}$ maggiore o minore a seconda che il valore ottenuto in prima approssimazione risulti minore o maggiore di quello ricavato dalla

(3) D. G. Prince: Vacuum Tubes as Power Oscillators - Proc. I.R.E., 1923, XI, p. 280.

relazione [12]; dopo qualche tentativo è possibile determinare un valore definitivo di $V_{ao\,max}$ al quale corrisponda un valore di $\mathcal{V}_{a_1 max}$ e quindi un valore $P_{u\,max}$ confacente ai dati del problema.

Determinati così i quattro parametri che definiscono il funzionamento del tubo, si tratta ora di stabilire se il tubo prescelto possa definitivamente adottarsi. Perchè ciò sia possibile, è necessario che siano soddisfatte le tre seguenti condizioni:

1°) Il valore $V_{ao\,max}$ in base al quale è stata tracciata la retta $M\ V_{ao\,max}$ corrispondente ai dati del problema, deve risultare inferiore o eguale a 1,5 volte quello della tensione normale di funzionamento indicata dal costruttore per il tubo scelto; se risulta maggiore, il tubo deve essere scartato, perchè non atto a sopportare le sovratensioni anodiche nelle punte di modulazione.

2°) Il valore della potenza dissipata dev'essere inferiore o eguale a quello prescritto dal costruttore; può infatti accadere che, per il valore $\mathcal{V}_{a_1 max}$ determinato, $\eta = \chi' \mathcal{V}_{a_1 max}/V_{a_0 max}$ risulti inferiore al valore prefissato; in tal caso la potenza P_d, che l'anodo dovrà dissipare, può risultare maggiore di quella prescritta dal costruttore, e quindi il tubo deve essere scartato perchè deficiente nei riguardi della dissipazione.

3°) Il punto d'intersezione M della retta $M\ V_{ao\,max}$ con la caratteristica di quota $V_g = (-V_{go} + \mathcal{V}_g)$ deve trovarsi sul tratto rettilineo, al disotto del punto in cui si inizia il gomito superiore; se venisse a cadere invece nella parte curvilinea del gomito superiore, il tubo deve essere scartato perchè deficiente nei riguardi della emissione.

5. - Caratteristiche statiche di modulazione di griglia.

Nel caso della modulazione di griglia, i parametri R_a, V_{ao} e $\mathcal{V}_g$ restano di valore costante durante il ciclo di modulazione, mentre la tensione di polarizzazione di griglia è variabile ed è data dalla funzione:

$$-v_{go} = -V_{go} + m\,\mathcal{V}_{gm} \cos \Omega t = -V_{go} + m\,(V_{gi} - V_{go} + \mathcal{V}_g) \cos \Omega t ,$$

cosicchè essa assume tutti i valori compresi tra i limiti:

$$-V_{go\,max} = -V_{go} + m\,(V_{gi} - V_{go} + \mathcal{V}_g) ,$$
$$-V_{go\,min} = -V_{go} - m\,(V_{gi} - V_{go} + \mathcal{V}_g) .$$

Per il tracciamento della caratteristica di modulazione di griglia il procedimento da seguire è semplice.

Si consideri un dato valore istantaneo $-v_{go}$ della tensione di polarizzazione di griglia compreso nell'intervallo di modulazione e si determini il corrispondente valore:

$$[15] \qquad z = \frac{V_{gi} - v_{go} + \mathcal{V}_g}{2\,\mathcal{V}_g} = \frac{\dfrac{V_{ao}}{\mu} - v_{go} + \mathcal{V}_g}{2\,\mathcal{V}_g} ,$$

e successivamente, servendosi del diagramma della fig. 5, il corrispondente valore di K.

Noto K, riferendosi alle caratteristiche del tubo nel piano I_a, V_a (fig. 8 *a*), si tracci per il punto di ascissa eguale alla tensione di alimentazione anodica del tubo V_{a0}, una retta inclinata sull'asse delle ascisse dell'angolo α, tale che $\operatorname{ctg} \alpha = K\, R_a$, e si determini l'intersezione di questa con la caratteristica avente per quota il valore $V_g = (-v_{g0} + \mathcal{V}_g)$; il segmento di orizzontale compreso tra il punto di intersezione e la verticale condotta per il punto di ascissa V_{a0}, darà il valore dell'ampiezza della tensione ad alta frequenza che si determini ai morsetti 1 e 2 del circuito oscillante anodico.

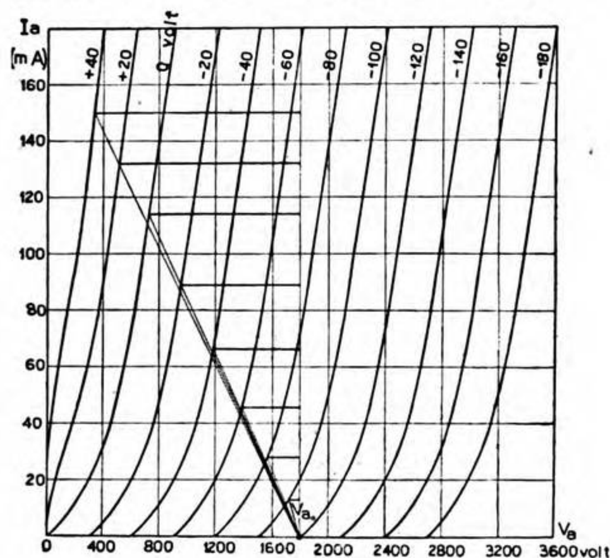


Fig. 8 *a*. — Determinazione nel piano I_a, V_a della caratteristica di modulazione di griglia di parametri $V_{a0} = 1800$ volt, $\mathcal{V}_g = 80$ volt, $R_a = 20.000$ ohm.

L'operazione si ripete rapidamente per gli altri valori $-v_{g0}$, che la tensione base di griglia assume durante il ciclo di modulazione, dato che nell'espressione [15] solamente il termine $-v_{g0}$ è variabile.

Il tracciamento delle caratteristiche statiche di modulazione di griglia risulta così molto rapido, specialmente facendo uso di tabelle, nelle cui colonne siano ordinatamente raggruppati tutti i dati relativi alla caratteristica stessa, nonchè quelli relativi alla curva della corrente anodica media I_{a_0} e alla curva del rendimento η.

Nella fig. 8 *b*, per la determinazione della caratteristica di modulazione di griglia, anzichè utilizzare le caratteristiche statiche del tubo nel piano I_a, V_a, sono state utilizzate quelle nel piano I_a, V_g; in tal caso la determinazione dei valori di $\mathcal{V}_{a_1}$ relativi ai diversi punti della caratteristica di modulazione viene ottenuta non come nel piano

V_a, I_a, con un fascio di rette partenti dal punto di ascissa corrispondente al valore V_{c0} della tensione anodica di alimentazione e cercandone le intersezioni con le diverse caratteristiche del tubo aventi per quote i corrispondenti valori della funzione $V_g = (-v_{g0} + \mathcal{V}_g)$, bensì mediante rette partenti dai punti dell'asse delle ascisse corrispondenti ai diversi valori della funzione $V_g = (-v_{g0} + \mathcal{V}_g)$ e cercando l'intersezione di tali rette sempre con la stessa caratteristica e propriamente con quella quotata con il valore V_{a0} della tensione anodica di alimentazione del tubo.

Appare da quanto sopra come esista una specie di reciprocità nel tracciamento delle caratteristiche di modulazione di placca e di gri-

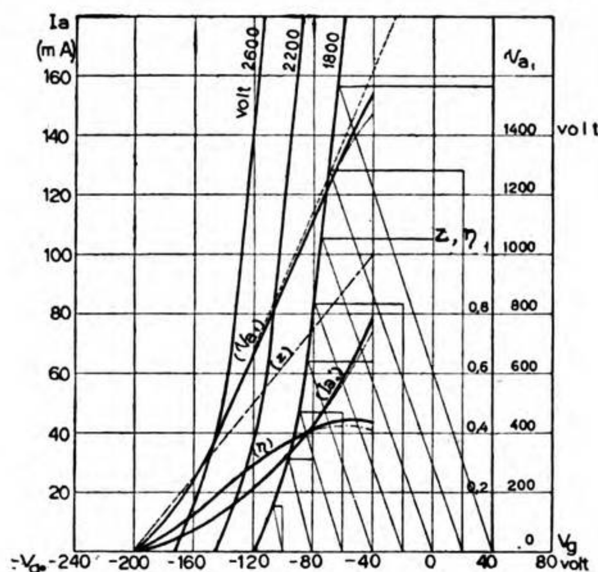


Fig. 8 *b*. — Tracciamento nel piano I_a, V_g della caratteristica di modulazione di griglia ($\mathcal{V}_{a1}$) di parametri $V_{c0} = 1800$ volt, $\mathcal{V}_g = 80$ volt, $R_a = 20.000$ ohm, e relative curve della corrente anodica media (I_{a0}) e del rendimento (η).

glia, nel senso che il tracciamento delle caratteristiche di placca nel piano I_a, V_a presenta una stretta analogia con il tracciamento delle caratteristiche di griglia nel piano I_a, V_g e viceversa. Ne segue che, mentre nel caso della modulazione di placca è conveniente riferirsi al piano I_a, V_a, nel caso della modulazione di griglia è vantaggioso riferirsi al piano I_a, V_g, poichè operando in tale piano si mette chiaramente in evidenza la grande analogia che esiste tra l'andamento delle caratteristiche di modulazione di griglia che possono ottenersi con un dato tubo elettronico e quello delle caratteristiche statiche del tubo stesso nel piano I_a, V_g.

Dalla fig. 8 *b* infatti si rileva che, analogamente a quanto si è

osservato nella fig. 6 *a* per la modulazione di placca, la caratteristica statica di modulazione di griglia relativa a determinati valori dei parametri R_a, V_{a0} e $\mathcal{V}_g$ può considerarsi derivata dalla caratteristica statica del tubo avente per quota il parametro V_{a0}, spostando questa parallelamente all'asse delle ascisse verso i potenziali negativi di un segmento eguale al valore del parametro $\mathcal{V}_g$ ed alterando (in un rapporto variabile da punto a punto della curva che si considera) le ordinate, che nel caso delle caratteristiche di modulazione rappresentano le ampiezze $\mathcal{V}_{a1}$ della tensione a radiofrequenza ai morsetti 1 e 2 del circuito anodico invece delle correnti anodiche I_a. Anche in tal caso le caratteristiche di modulazione di griglia finiscono per assumere un andamento molto simile a quello delle corrispondenti caratteristiche statiche del tubo nel piano I_a, V_g, da cui risultano derivate, in conseguenza della piccolezza delle variazioni di K.

Dall'esame delle caratteristiche di griglia della fig. 8 *b*, si possono trarre le seguenti deduzioni:

a) Per ottenere una modulazione di griglia la più simmetrica possibile è necessario, come nel caso della modulazione di placca, che il tubo, in corrispondenza dei punti della caratteristica di modulazione utilizzata, oscilli in classe C.

Si vede infatti (fig. 8 *b*) che la caratteristica di modulazione ($\mathcal{V}_{a1}$) di parametri $V_{a0} = 1800$ volt, $\mathcal{V}_g = 80$ volt, $R_a = 20.000$ ohm, appena dopo il gomito inferiore, ha andamento rettilineo per un buon tratto fino al punto di ascissa $-v_{g0} = -120$ volt, al quale corrisponde un funzionamento del tubo in classe B ($z = 0,5$); a partire da tale punto comincia a piegare, dapprima in misura lievissima quasi inavvertibile e successivamente in modo netto in corrispondenza dei punti della caratteristica ai quali corrispondono funzionamenti del tubo in classe A ($-v_{g0} = -40$ volt, $z = 1$). La ragione di questo è quella stessa indicata per la modulazione di placca, e cioè che la caratteristica di modulazione assume un andamento pressochè rettilineo in corrispondenza di valori rapidamente crescenti di K (e cioè da $z = 0$ a $z = 0,5$); comincia ad allontanarsi lievemente dall'andamento rettilineo in corrispondenza dei valori di K crescenti lentamente (e cioè da $z = 0,50$ a $z = 0,75$), per piegare in modo netto in corrispondenza di valori decrescenti di K ($z > 0,75$).

Pertanto la caratteristica di modulazione di griglia potrebbe essere praticamente sfruttata fino ai punti per i quali $z = 0,75$, ma è in generale conveniente limitarsi ad utilizzarla fino al punto della caratteristica al quale corrisponde un funzionamento del tubo in classe B ($z = 0,5$), e ciò sia nei riguardi della linearità della caratteristica, sia nei riguardi del rendimento.

Nel caso della modulazione di griglia è da mettere in rilievo un'altra circostanza che può, nei casi in cui interessi ridurre al minimo i fenomeni di distorsione, limitare il tratto utilizzabile della caratteristica di modulazione.

Nella fig. 8 *b* le rette partenti da punti di ascisse positive $V_g = 20$ volt e $V_g = 40$ volt sono state tracciate calcolandone i relativi angoli d'inclinazione α' sull'asse delle ascisse, come se il coefficiente di amplificazione μ fosse rimasto costante ($\text{ctg}\ \alpha' = K\ R_a/\mu$); in

realtà il valore di μ, nella zona dei potenziali positivi di griglia diminuisce, e questa diminuzione, che può essere trascurabile per valori positivi e piccoli del potenziale di griglia, per valori elevati può risultare sensibile; di questo ci si può meglio rendere conto riferendosi alle caratteristiche del tubo nel piano I_a, V_a (fig. 8 *a*); si osserva infatti, considerando le rette uscenti dall'ascissa $V_{ao} = 1800$ volt ed intersecanti le caratteristiche quotate + 20 e + 40 volt, che nella zona intorno ai punti d'intersezione il coefficiente di amplificazione risulta sensibilmente diminuito, per cui i valori di $\mathcal{V}_{a1}$ così dedotti risultano inferiori a quelli determinati operando sulle caratteristiche nel piano I_a, V_g ed ammettendo μ costante.

Nella fig. 8 *b* è stata tracciata a tratto e punto l'ultima parte della caratteristica di modulazione ottenuta tenendo conto della diminuzione del coefficiente di amplificazione. In pratica la differenza è ancora maggiormente accentuata, poichè in corrispondenza dei potenziali positivi di griglia, all'effetto derivante dalla diminuzione del coefficiente di amplificazione, si aggiunge quello della diminuzione della tensione eccitatrice di griglia $\mathcal{V}_g$ prodotta dalla corrente di griglia; in definitiva quindi il piegamento della caratteristica, a partire dal punto di tensione base di griglia $-v_{go}$ che rende $(-v_{go} + + \mathcal{V}_g) > 0$, si manifesta in modo alquanto sensibile. Generalmente nei casi pratici è possibile spingersi, nella utilizzazione delle caratteristiche di modulazione di griglia, anche fino a punti a cui corrispondono valori $|-v_{go}|$ inferiori a $\mathcal{V}_g$, e solamente in caso eccezionale, qualora si richieda una modulazione la più lineare possibile, è necessario limitare l'utilizzazione della caratteristica evitando che $|-v_{go}|$ diventi inferiore a $\mathcal{V}_g$.

b) La modulazione di griglia è caratterizzata da un rendimento che partendo da zero va aumentando, con l'aumentare del valore algebrico del potenziale base di griglia $-v_{go}$, fino ad un massimo che può raggiungere e superare il 60 %. Questo avviene perchè nell'espressione del rendimento $\eta = \chi\, \mathcal{V}_{a1}/V_{ao}$, a differenza di quanto accade nella modulazione di placca, il valore di V_{go}, che compare nel denominatore del secondo membro, resta costante nei periodi di regime oscillatorio che si hanno durante il ciclo di modulazione e quindi il rapporto $\mathcal{V}_{a1}/V_{ao}$ va rapidamente crescendo con il crescere di $\mathcal{V}_{a1}$; cresce in conseguenza anche il rendimento η. Il rendimento medio nel ciclo di modulazione si può quindi considerare, nel caso di modulazione al 100 %, circa metà di quello che si ha nel caso della modulazione di placca ed in generale, nel caso di modulazione con grado m, il rendimento medio η_m si può ritenere dato dall'espressione approssimata:

$$\eta_m = \eta_{\max}\left(1 - \frac{m}{2}\right), \qquad [16]$$

avendo indicato con $\eta_{\max}$ il rendimento che si ha nel punto di potenza massima istantanea durante il ciclo di modulazione e che si può ritenere eguale a quello medio della modulazione di placca.

Ciò costituisce, come vedremo meglio in seguito, una grave inferiorità della modulazione di griglia rispetto alla modulazione di placca.

In base a quanto si è esposto, risulta possibile determinare i criteri da seguire nella scelta di un tubo elettronico che debba funzionare come amplificatore a radiofrequenza con modulazione di griglia; il problema, analogamente al caso della modulazione di placca, può essere precisato come segue: in uno stadio finale o intermedio di un trasmettitore radiofonico interessa avere un tubo funzionante con modulazione di griglia, che possa mettere in giuoco una potenza di uscita P_u in assenza di modulazione e che possa consentire, senza distorsione apprezzabile, un grado di modulazione m.

La scelta del tubo viene fatta in base alla potenza dissipabile dall'anodo:

$$P_d = P_u \left(1 + \frac{m^2}{2}\right) \left(\frac{1}{\eta_m} - 1\right),$$

tenendo presente che $\eta_m = \eta_{max}\ (1 - m/2)$ e che η_{max} può essere assunto eguale a circa 0,60. La determinazione dei parametri di funzionamento R_a, V_{a0}, $-V_{g0}$ e $\mathcal{V}_g$ viene eseguita per successive approssimazioni.

Si fissa anzitutto il valore V_{a0}, facendolo eguale a quello della tensione normale di esercizio indicata dal costruttore per il tubo scelto; ed in base al criterio che il tubo debba funzionare durante tutto il ciclo di modulazione in classe C, si stabilisce poi per il valore di tensione base di griglia $-V_{g0\,max}$ (al quale corrispondono i valori $\mathcal{V}_{a1\,max}$ dell'ampiezza della tensione a radiofrequenza tra i morsetti 1 e 2 del circuito anodico e $P_{u\,max}$ della potenza di uscita) il valore di $z = (0{,}4 \div 0{,}5)\ m$ e si calcolano i corrispondenti valori K' e χ' di K e χ.

Successivamente la relazione:

$$\eta_{max} = \chi' \frac{\mathcal{V}_{a1\,max}}{V_{a0}} \qquad [17]$$

permette di determinare $\mathcal{V}_{a1\,max}$, essendo ormai noto χ' e potendosi per η_{max} assumere, come sopra detto, il valore 0,60.

Risulta allora senz'altro noto il valore di R_a in base alla relazione:

$$R_a = \frac{\mathcal{V}_{a1\,max}^2}{2\,P_{u\,max}} = \frac{\mathcal{V}_{a1\,max}^2}{2\,(1+m)^2\,P_u}. \qquad [18]$$

Noti così V_{a0} e R_a, si passa a determinare $-V_{g0}$ e $\mathcal{V}_g$.

Riferendosi al piano I_a, V_g si determina, sulla caratteristica quotata con il valore di tensione anodica V_{a0} fissato, il punto M' (fig. 7 *b*) in cui approssimativamente termina il tratto rettilineo della caratteristica stessa, e da tale punto si traccia una retta inclinata sull'asse dell'ascisse di un angolo α' tale che ctg $\alpha' = K\ R_a/\mu$, determinandone l'intersezione V_g con l'asse dell'ascisse; il valore di tensione

corrispondente al segmento $M' N'$ moltiplicato per μ darà il valore $\mathcal{V}_{a1\,max}$, che, in generale, non coinciderà con quello ricavato dalla relazione [17]; si ripeterà allora il procedimento spostando la retta $M' V_g$ parallelamente a se stessa fino a trovare un valore $\mathcal{V}_{a1\,max}$ che risponda al problema.

Il valore dell'ascissa V_g, corrispondente al punto d'intersezione di $M' V_g$ con l'asse delle ascisse, permette di stabilire la relazione:

$$V_g = - V_{g0\,max} + \mathcal{V}_g \,,$$

la quale con le due seguenti:

$$\frac{\dfrac{V_{a0}}{\mu} - V_{g0\,max} + \mathcal{V}_g}{2\,\mathcal{V}_g} = (0{,}4 \div 0{,}5)\, m$$

$$V_{g0\,max} = - V_{g0} + m \left(\frac{V_{a0}}{\mu} - V_{g0} + \mathcal{V}_g \right)$$

permette di determinare $- V_{g0}$ e $\mathcal{V}_g$.

Determinati così i quattro parametri di funzionamento del tubo, occorre un'ulteriore verifica perchè il tubo prescelto possa definitivamente essere adottato. E' necessario cioè che i parametri suddetti soddisfino alle seguenti tre condizioni:

1°) Il valore $V_g = (- V_{g0\,max} + \mathcal{V}_g)$ del punto di intersezione della retta $M' V_g$ con l'asse delle ascisse, rispondente ai dati del problema, sia tale da soddisfare alla relazione:

$$V_g \leqq 0{,}8\, (V_{a0\,max} - \mathcal{V}_{a1\,max}) \text{ (3')} .$$

2°) Il valore della potenza dissipata sia inferiore a quello prescritto dal costruttore; può infatti accadere che il valore $\mathcal{V}_{a1\,max}$ determinato dal segmento $M' N'$ sia tale che risulti $\eta_{max} = \chi' \; \mathcal{V}_{a1\,max}/V_{a0}$ inferiore al valore prefissato ed in tal caso, risultando anche inferiore il valore del rendimento medio nel ciclo di modulazione $\eta_m = \eta_{max}\,(1 - m/2)$, la potenza che l'anodo dovrebbe dissipare può risultare maggiore di quella prescritta dal costruttore.

3°) Il punto M' della caratteristica di quota V_{a0}, per il quale si è tracciata la retta $M' V_g$ in base ai dati del problema, risulti sul tratto rettilineo della caratteristica; mentre se il punto M' risulta nella parte curvilinea del gomito superiore, si deve dedurne che il tubo è incapace di dare, senza distorsione, la potenza richiesta per insufficienza di emissione.

6. - Caratteristiche di funzionamento di un tubo amplificatore di correnti a radiofrequenza modulate.

Nel caso dell'amplificazione di correnti a radiofrequenza modulate i parametri R_a, V_{a0} e $- V_{g0}$ restano di valore costante durante

(3') D. G. PRINCE: loc. cit.

il ciclo di modulazione; varia invece l'ampiezza della tensione eccitatrice di griglia secondo la funzione $v_g = \mathcal{V}_g\ (1 + m \cos \Omega\, t)$, che assume tutti i valori compresi nell'intervallo $\mathcal{V}_{g\,\mathrm{min}} = \mathcal{V}_g\ (1 - m)$ e $\mathcal{V}_{g\,\mathrm{max}} = \mathcal{V}_g\ (1 + m)$.

Per il tracciamento della caratteristica di funzionamento, il procedimento da seguire è analogo a quello indicato per il tracciamento della caratteristica di modulazione di griglia, osservando che in tal caso nell'espressione [15] che fornisce z la variabile è v_g.

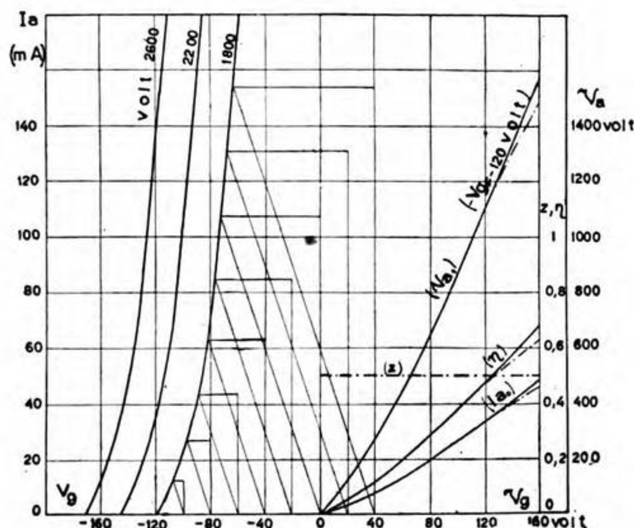


Fig. 9. — Tracciamento nel piano I_a, V_g della caratteristica di funzionamento ($\mathcal{V}_{a1}$) in classe B di parametri V_{a0} = 1800 volt, — V_{g0} = — 120 volt, R_a = 20.000 ohm, e relative curve della corrente anodica media (I_{a0}) e del rendimento (η).

Il tracciamento delle caratteristiche di funzionamento risulta molto rapido ricorrendo a tabelle, che si possano facilmente impiantare; in tal modo sono state disegnate le fig. 9, 10 e 11 che si riferiscono a tre diverse caratteristiche di funzionamento: la prima in classe B ($z = 0{,}5$), la seconda in classe A-B ($z > 0{,}5$) e la terza in classe C ($z < 0{,}5$).

Come si rileva da dette figure, mentre le caratteristiche di funzionamento in classe B e A-B partono tutte dall'origine delle ascisse $v_g = 0$), le caratteristiche di funzionamento in classe C partono invece da punti di ascisse corrispondenti a potenziali positivi ($v_g = V_{g0} - V_{gi}$).

Se ne possono perciò trarre le seguenti deduzioni:

a) Nel caso di un tubo funzionante come amplificatore di correnti a radiofrequenza modulate, per evitare distorsioni, è necessario, come è ben noto, che esso funzioni in classe B o A-B, poichè fa-

cendolo funzionare in classe C, non si ha proporzionalità tra le tensioni alternate di griglia v_g e le tensioni $\mathcal{V}_{a_1}$ ai capi del circuito oscillante anodico e si introducono quindi distorsioni che, in generale, sono di notevole entità.

Inoltre, analogamente a quanto si è messo in evidenza per la modulazione di griglia, anche per l'amplificazione di correnti a radiofrequenza modulate, nel caso che interessi ridurre il più possibile

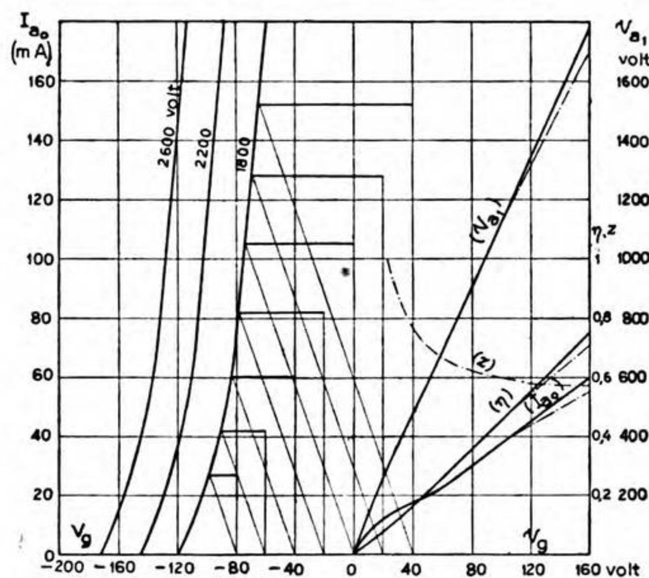


Fig. 10. — Tracciamento nel piano I_a, V_g della caratteristica di funzionamento ($\mathcal{V}_{a_1}$) in classe A-B di parametri $V_{a0} = 1800$ volt, $-V_{g0} = -100$ volt, $R_a = 20.000$ ohm, e relative curve della corrente anodica media (I_{a0}) e del rendimento (η).

la distorsione, l'utilizzazione della caratteristica di funzionamento deve, nel tratto superiore, essere limitata al punto al quale corrisponde il valore zero della funzione $(-V_{g0} + \mathcal{V}_{g\,\mathrm{max}})$; ciò sia nei riguardi dell'effetto determinato dalla diminuzione del coefficiente di amplificazione nella zona dei valori positivi della tensione di griglia, sia nei riguardi dell'effetto determinato dalla presenza della corrente di griglia; nella maggioranza dei casi però la distorsione, che si introduce spingendosi verso valori positivi della tensione di griglia, si può ritenere di entità non notevole e quindi praticamente accettabile.

b) L'amplificazione di correnti a radiofrequenza modulate è caratterizzata, come per la modulazione di griglia, da un valore di rendimento che partendo da zero va aumentando con l'aumentare dell'ampiezza della tensione eccitatrice v_g fino a raggiungere un massimo $\eta_{\max}$ che può risultare eguale o maggiore di 0,60; il rendimento

medio nel ciclo di modulazione η_m è dato dall'espressione approssimata :

$$\eta_m = \eta_{\max}\left(1 - \frac{m}{2}\right).$$

In base a quanto sopra esposto, risulta possibile determinare i criteri da seguire per la scelta di un tubo elettronico che debba funzionare come amplificatore di correnti a radiofrequenza modulate; il problema, come per la modulazione di placca e di griglia, può essere

Fig. 11. — Tracciamento nel piano I_a, V_g della caratteristica di funzionamento ($\mathcal{V}_{a1}$) in classe C di parametri $V_{a0} = 1800$ volt, $-V_{g0} = -140$ volt, $R_a = 20.000$ ohm, e relative curve della corrente anodica media (I_0) e del rendimento (η).

precisato come segue : in uno stadio finale o intermedio di un trasmettitore radiofonico, interessa avere un tubo funzionante come amplificatore di correnti a radiofrequenza modulate con grado di modulazione m capace di dare in uscita, in assenza di modulazione, una potenza P_u, senza distorsione apprezzabile.

Si procede anzitutto alla scelta del tubo in base alla potenza dissipabile dall'anodo :

$$P_d = P_u\left(1 + \frac{m^2}{2}\right)\left(\frac{1}{\eta_m} - 1\right),$$

tenendo presente che $\eta_m = \eta_{\max}\,(1 - m/2)$ e che per $\eta_{\max}$ si può as-

sumere un valore tra il 55 ÷ 60 % e cioè un po' inferiore a quello assunto nel caso della modulazione di griglia, in quanto che il funzionamento in corrispondenza di $\mathcal{V}_{g\max}$ ha luogo in classe B o A-B e quindi il relativo valore del coefficiente χ risulta $\gtreqless$ 0,78; mentre nel caso della modulazione di griglia il funzionamento in corrispondenza di $-V_{g0\max}$ ha luogo in classe C ed il relativo valore di χ risulta $>$ 0,78.

Scelto con tale criterio il tubo, si procede per successive approssimazioni alla determinazione dei parametri di funzionamento R_a, V_{a0}, $-V_{g0}$ e $\mathcal{V}_g$.

Si fissa anzitutto il valore della tensione V_{a0}, assumendolo eguale a quello della tensione normale di esercizio indicato dal costruttore.

Si tiene presente poi che, se il tubo deve funzionare in classe B, durante tutto il ciclo di modulazione, z resta costantemente eguale a 0,5; nel caso che debba funzionare in classe A-B, z varia lievemente durante il ciclo di modulazione, ma ad ogni modo è senz'altro possibile stabilirne il valore in corrispondenza del valore di tensione eccitatrice di griglia $\mathcal{V}_{g\max}$ (e quindi in corrispondenza dei valori $\mathcal{V}_{a1\max}$ e $P_{u\max}$, dell'ampiezza della tensione a radiofrequenza ai morsetti 1 e 2 del circuito oscillante anodico e della potenza di uscita) e determinare i relativi valori K' e χ' di K e χ.

Allora la relazione:

$$\eta_{\max} = \chi' \frac{\mathcal{V}_{a1\max}}{V_{a0}} \qquad [19]$$

permette di determinare $\mathcal{V}_{a1\max}$ e quindi R_a, essendo:

$$R_a = \frac{\mathcal{V}_{a1\max}^2}{2(1+m)^2 P_u} . \qquad [20]$$

Per determinare $-V_{g0}$ e $\mathcal{V}_g$, si segue il procedimento indicato per la modulazione di griglia, e cioè sul piano I_a, V_g si determina anzitutto, sulla caratteristica quotata con il valore di tensione anodica V_{a0} fissato, il punto M' in cui approssimativamente termina il tratto rettilineo della caratteristica stessa; per tale punto si traccia una retta inclinata sull'asse dell'ascisse di un angolo α' tale che $\operatorname{ctg}\alpha' = K R_a/\mu$, determinandone l'intersezione V_g con l'asse delle ascisse; moltiplicando per μ il valore di tensione corrispondente al segmento $M'N'$ si ha $\mathcal{V}_{a1\max}$; nel caso che questo non risponda ai dati del problema, si sposterà la retta $M' V_g$ parallelamente a se stessa, fino a trovare il valore che risulta in accordo con la relazione [19].

Il valore dell'ascissa V_g, corrispondente al punto d'intersezione con l'asse delle ascisse della retta $M' V_g$ confacente ai dati del problema, ci permette di stabilire la relazione:

$$V_g = -V_{g0} + \mathcal{V}_{g\max} ,$$

la quale con le due seguenti:

$$\frac{\frac{V_{a0}}{\mu} - V_{g0} + \mathcal{V}_{g\,\max}}{2\,\mathcal{V}_{g\,\max}} = z$$

$$\mathcal{V}_{g\,\max} = \mathcal{V}_g\,(1 + m)$$

ci permette di determinare $- V_{g0}$ e $\mathcal{V}_g$.

Per stabilire se il tubo prescelto possa essere definitivamente adottato è necessario ancora effettuare l'ultima verifica di cui si è parlato nel caso della modulazione di griglia.

7. - Criteri per l'adozione della modulazione di placca e di griglia e dell'amplificazione di correnti a radiofrequenza modulate nel progetto di trasmettitori radiofonici.

Può riuscire ora utile stabilire qualche criterio di orientamento nei riguardi dell'adozione della modulazione di placca o di griglia ovvero dell'amplificazione di correnti a radiofrequenza modulate nel progetto di un trasmettitore radiofonico.

Supposto di avere a disposizione un dato tipo di tubo elettronico e, limitandoci a considerare il caso in cui sia richiesto un grado di modulazione del 100 %, esaminiamo qual'è la massima potenza di uscita P_u in assenza di modulazione che può essere ricavata dal tubo, nei tre casi in cui il tubo funzioni con modulazione di placca, con modulazione di griglia o come amplificatore di correnti a radiofrequenza modulate.

Nota la potenza P_d che il tubo può dissipare, la potenza utile P_u che si può ricavare, risulta dalla relazione :

$$P_u = \frac{P_d}{\left(1 + \frac{m^2}{2}\right)\left(\frac{1}{\eta_m} - 1\right)}$$

e quindi per il caso di modulazione al 100 %, ammettendo rispettivamente nei tre casi $\eta_m = 0{,}60$, $\eta_m = 0{,}30$ e $\eta_m = 0{,}28$, si ha :

per la modulazione di placca :

$$P_u = \frac{P_d}{\frac{3}{2}\left(\frac{1}{0{,}60} - 1\right)} = P_d \; ,$$

per la modulazione di griglia :

$$P'_u = \frac{P_d}{\frac{3}{2}\left(\frac{1}{0{,}30} - 1\right)} = \frac{P_d}{3{,}50} \; ,$$

per l'amplificazione di correnti a radiofrequenza modulate :

$$P''_u = \frac{P_d}{\frac{3}{2}\left(\frac{1}{0,28} - 1\right)} = \frac{P_d}{3,60} \; .$$

Quindi :

$$P_u/P'_u = 3,5 \quad , \quad P_u/P''_u = 3,6 \; .$$

In generale i rapporti P_u/P'_u e P_u/P''_u non raggiungono che eccezionalmente i valori sopra indicati, poichè intervengono elementi che riducono i rapporti stessi a valori notevolmente più bassi e talvolta al valore 1. In particolare, la potenza che può essere ricavata da un tubo con modulazione di placca risulta spesso notevolmente inferiore a quella consentita dalla dissipazione anodica, a causa o dell'inattitudine del tubo stesso a sopportare sovratensioni anodiche troppo elevate o dell'insufficiente emissione del catodo.

Per quanto riguarda le sovratensioni anodiche, si osservi che per ottenere $P_u/P'_u = 3,50$ e $P_u/P''_u = 3,6$, occorre che anche i rapporti $P_{u\,max}/P'_{u\,max}$ e $P_{u\,max}/P''_{u\,max}$, tra le potenze istantanee massime nelle punte di modulazione, abbiano gli stessi valori e perciò, a parità di resistenza equivalente R_a, i rapporti tra i valori delle ampiezze massime della tensione a radiofrequenza ai morsetti del circuito anodico devono risultare :

$$\frac{\mathcal{V}_{a1\,max}}{\mathcal{V}'_{a1\,max}} = \sqrt{3,5} \quad , \quad \frac{\mathcal{V}_{a1\,max}}{\mathcal{V}''_{a1\,max}} = \sqrt{3,60} \, .$$

Ammesso che il rendimento del tubo in corrispondenza dei valori $\mathcal{V}_{a1\,max}$, $\mathcal{V}'_{a1\,max}$ e $\mathcal{V}''_{a1\,max}$ abbia lo stesso valore nei tre casi che si considerano, deve anche essere :

$$\frac{V_{a0\,max}}{V'_{a0\,max}} = 1,87 \qquad \frac{V_{a0\,max}}{V''_{a0\,max}} = 1,90 \; .$$

Ne segue che, per potere ricavare da un tubo con modulazione di placca una potenza $3,50 \div 3,60$ volte maggiore di quella che si può ricavare con modulazione di griglia o con l'amplificazione di correnti a radiofrequenza modulate, è necessario che con la modulazione di placca il tubo possa sopportare, nelle punte di modulazione, un valore di tensione anodica circa doppio di quello di esercizio indicato dal costruttore; ciò non è sempre possibile, specialmente nei tubj moderni con filamento toriato o ricoperto di ossidi.

Con tali tipi di tubi non è conveniente che la tensione anodica, nelle punte di modulazione al 100 %, superi un valore eguale ad una volta e mezzo quello di esercizio indicato dal costruttore, e pertanto la potenza di uscita ricavabile usando la modulazione di placca, può ritenersi solamente eguale a circa $2 \div 2,25$ volte quella che può essere ricavata con modulazione di griglia o nella amplificazione di correnti a radiofrequenza modulate.

La seconda causa di limitazione della potenza, che può essere fornita da un tubo impiegato con modulazione dj placca, è dovuta, come si è sopra detto, all'insufficiente emissione del catodo e ciò si verifica in particolare con i tubi a filamento di tungsteno puro, con

i quali, pur risultando quasi sempre possibile il funzionamento nelle punte di modulazione con valore di tensione anodica circa il doppio di quello di esercizio indicato dal costruttore, il punto *M* della caratteristica determinata dalla retta $M\ V_{a0\,max}$ (fig. 7 *a*), relativa al funzionamento del tubo in corrispondenza della punta di modulazione, viene a cadere, in generale, nel gomito superiore della caratteristica statica di quota V_g, prescelta per la determinazione della caratteristica di modulazione: ciò obbliga a ridurre la tensione anodica massima per evitare distorsioni. Spesso con tubi a filamento di tungsteno, come meglio vedremo in seguito, la potenza che può essere ricavata con la modulazione di placca risulta dello stesso ordine di grandezza di quella che può essere ricavata con la modulazione di griglia o nel caso di amplificazione di correnti a radiofrequenza modulate.

Passiamo ora ad esaminare la questione del sistema di modulazione da scegliere nel progetto di un trasmettitore radiofonico, esaminando anzitutto il caso di un trasmettitore radiofonico che comprenda uno stadio pilota ed uno stadio amplificatore.

In tal caso è da escludere senz'altro la soluzione di modulare il pilota e di far funzionare il secondo stadio come amplificatore di correnti a radiofrequenza modulate: la modulazione sul pilota infatti, qualunque sia il sistema adottato, produce inevitabilmente una modulazione di frequenza, inconveniente abbastanza preoccupante, in quanto porta come conseguenza un notevole allargamento del canale occupato dalla trasmissione. Si tratta quindi di stabilire se risulta più conveniente adottare nello stadio amplificatore la modulazione di griglia o la modulazione di placca.

La questione dev'essere esaminata considerando, oltre allo stadio amplificatore a radiofrequenza, quello amplificatore ad audiofrequenza che deve fornire la potenza richiesta per la modulazione.

Per quanto riguarda il primo, la modulazione di placca presenta netti vantaggi. Infatti, riferendoci sempre al caso di modulazione al 100 %, nella modulazione di placca, a parità di potenza di uscita, la potenza dissipata dall'anodo risulta circa 3,5 volte minore di quella relativa alla modulazione di griglia: pertanto lo stadio a radiofrequenza può essere realizzato con tubi di minor potenza e quindi di minor costo; inoltre con la modulazione di placca si ottiene una notevole economia nella potenza di alimentazione anodica, la quale è, sempre a parità di potenza di uscita, circa metà di quella richiesta per la modulazione di griglia.

Per quanto riguarda l'amplificatore ad audiofrequenza, occorre distinguere due casi: se esso è realizzato con stadio finale utilizzante tubi funzionanti in classe A, oppure in classe B ([4]).

([4]) Sugli amplificatori funzionanti in classe B vedasi:

R. URTEL: Maximale Leistung, Wirkungsgrad und optimaler Aussenwiderstand von Endröhren - Telefunken Zeit., 1932, XIII (62), p. 28.

L. F. BARTON: High Audio Power from relatively small tubes - Proc. I.R.E., 1931, XIX, p. 1131.

L. F. BARTON: Application of the Class B Audion Amplifier to A. C. operated Receivers - Proc. I.R.E., 1932, XX, p. 1085.

Nel primo caso i vantaggi che la modulazione di placca consente di ottenere nello stadio amplificatore a radiofrequenza vengono completamente annullati dagli svantaggi che si hanno nei riguardi dello stadio ad audiofrequenza. Occorre infatti osservare che, se P_u è la potenza di uscita in assenza di modulazione, la potenza in regime di modulazione al 100 % è (3/2) P_u, e quella assorbita dallo stadio a radiofrequenza è (3/2) (P_u/η_m). Di tale potenza, nel caso di modulazione di placca, una quota parte e propriamente (1/2) (P_u/η_m) deve essere fornita dallo stadio ad audiofrequenza che, se attuato con tubi in classe A, funziona con rendimento η_a molto basso, generalmente non superiore al 20 %.

Pertanto la potenza totale P_t assorbita tra lo stadio amplificatore a radiofrequenza e lo stadio finale ad audiofrequenza risulta:

$$P_t = \frac{P_u}{\eta_u} + \frac{1}{2}\,\frac{P_u}{\eta_m\,\eta_a} = \frac{P_u}{0{,}60} + \frac{1}{2}\,\frac{P_u}{0{,}60 \cdot 0{,}20} = 5{,}80\ P_u\ .$$

Nel caso della modulazione di griglia, la potenza P_t può essere calcolata tenendo presente quanto segue.

Lo stadio amplificatore a radiofrequenza, per poter fornire una potenza di uscita P_u, richiede una potenza di eccitazione di griglia che si può ritenere circa $(1/5 \div 1/10)$ P_u per tubi a filamento di tungsteno puro e circa $(1/10 \div 1/100)$ P_u per i moderni tubi a filamento toriato e ricoperto di ossidi. Assumendo il fattore 1/10, la potenza di modulazione richiesta nel caso di modulazione di griglia, per modulare al 100 % la potenza P_u fornita dallo stadio a radiofrequenza, è (1/2) · (1/10) P_u e quindi l'amplificatore ad audiofrequenza, dovendo dare una potenza circa 10 volte minore di quella necessaria per la modulazione di placca, richiede un minor numero di tubi ed in definitiva risulta notevolmente più economico; inoltre la potenza totale P_t, nel caso della modulazione di griglia, ammettendo $\eta_m = 0{,}30$ per lo stadio a radiofrequenza ed $\eta_a = 0{,}20$ per lo stadio ad audiofrequenza, risulta:

$$P'_t = \frac{3}{2}\,\frac{P_u}{\eta_m} + \frac{1}{20}\,\frac{P_u}{\eta_a} = 5{,}25\ P_u\ ,$$

cioè leggermente inferiore a quella richiesta per la modulazione di placca.

Nel caso che lo stadio finale dell'amplificatore ad audiofrequenza sia attuato con tubi funzionanti in classe B, la modulazione di placca si presenta in generale più vantaggiosa di quella di griglia, poichè, a parità di potenza indistorta di uscita, uno stadio amplificatore ad audiofrequenza in classe B risulta notevolmente più economico di uno in classe A ed inoltre il rapporto tra i costi di due amplificatori, in classe B, che debbano fornire il primo una data potenza indistorta ed il secondo una potenza dieci volte minore è notevolmente più basso del rapporto dei costi dei corrispondenti amplificatori funzionanti in classe A.

Pertanto, nel caso che si adottino nello stadio finale dell'audiofrequenza tubi funzionanti in classe B, dal punto di vista del costo complessivo del trasmettitore, la modulazione di placca si può rite-

nere equivalente a quella di griglia, in quanto che il maggior costo per la maggior potenza che deve fornire l'amplificatore ad audiofrequenza resta compensato dal minor costo dello stadio amplificatore a radiofrequenza; la modulazione di placca risulta invece più vantaggiosa di quella di griglia nei riguardi della potenza totale richiesta dal trasmettitore, poichè gli amplificatori in classe B funzionano con rendimento η_a elevato, di circa $0{,}50 \div 0{,}60$; anche ammettendo $\eta_a = 0{,}50$ si ha per la modulazione di placca:

$$P_t = \frac{P_u}{\eta_m} + \frac{1}{2}\,\frac{P_u}{\eta_m\,\eta_a} = \frac{P_u}{0{,}60} + \frac{P_u}{2 \cdot 0{,}60 \cdot 0{,}50} = 3{,}33\,P_u$$

e per la modulazione di griglia:

$$P'_t = \frac{3}{2}\,\frac{P_u}{\eta_m} + \frac{0{,}1}{2}\,\frac{P_u}{\eta_a} = \frac{3}{2}\,\frac{P_u}{0{,}30} + \frac{0{,}1\,P_u}{2 \cdot 0{,}50} = 5{,}10\,P_u\,.$$

Ne segue che oggi, con l'uso di amplificatori ad audiofrequenza in classe B, vi è senz'altro la convenienza ad adottare la modulazione di placca, che però in trasmettitori di grande potenza presenta difficoltà notevoli nei riguardi dell'attuazione dell'impedenza o del trasformatore di accoppiamento dello stadio ad audiofrequenza con quello a radiofrequenza ([5]); difficoltà dovute alla forte componente di corrente continua da cui sono attraversati i relativi avvolgimenti.

Nel caso di trasmettitori radiofonici con uno stadio pilota e più stadi amplificatori è da osservare che, ove non vi fossero difficoltà nella costruzione dell'impedenza o del trasformatore di modulazione, sarebbe vantaggioso, dal punto di vista del rendimento ([6]), eseguire la modulazione di placca sull'ultimo stadio; a causa di tali difficoltà ([7]), si

---

([5]) P. P. ECKERSLEY: The design and distribution of Wireless Broadcasting Transmitters - E. W. a. W. E., 1928, V, p. 189.

([6]) Numerosi sistemi sono stati proposti e attuati per aumentare il rendimento dei trasmettitori di radiodiffusione; vedasi al riguardo:

Modulation par déphasage, système Chireix - Bull. S. F. R., 1932, VI, p. 94.

G. FAYARD: Théorie élémentaire du système de modulation multiple d'une oscillation à haute fréquence - Onde El., 1933, XII, p. 295.

W. T. DITCHAM: Serie Modulation - Marconi Rev., 1933, 41, p. 1.

W. T. DITCHAM: A note on tests of the Floating Carrier Method - Marconi Rev., 1933, 45, p. 1.

J. LOEB: Vue d'ensemble sur les divers procédés employés pour augmenter le rendement des émetteurs de radiodiffusion - Ann. P. T. T., 1934, XXIII, p. 132.

([7]) Nel trasmettitore americano W L W di Cincinnati da 500 kW, si è riusciti a superare le difficoltà relative all'attuazione del trasformatore e dell'impedenza di modulazione ed è stato quindi possibile eseguire la modulazione di placca sull'ultimo stadio, utilizzando uno stadio finale ad audiofrequenza funzionante in classe B; vedasi al riguardo:

J. A. CHAMBERS, L. F. JONES, G. W. FYLER, R. H. WILLIAMSON, E. A. LEACH e J. A. HUTCHESON: The W L W 500 kilowatt Broadcast Transmitter - Proc. I. R. E., 1934, XXII, p. 1151.

adotta generalmente il criterio di eseguire la modulazione su di uno stadio intermedio, facendo funzionare gli ultimi stadi come amplificatori di correnti a radiofrequenza modulate. Per quanto riguarda la convenienza di adottare la modulazione di placca o quella di griglia, si può dire che in questo caso i due sistemi possano ritenersi equivalenti; occorre infatti osservare che la modulazione di griglia risulterebbe meno conveniente se fosse eseguita sullo stesso stadio su cui è possibile eseguire quella di placca, ma è da tener presente che, se, per quanto si è detto circa l'attuazione dell'impedenza o del trasformatore di modulazione, la modulazione di placca non può essere fatta al di là dello stadio n^{mo}, la modulazione di griglia può essere adottata sullo stadio $(n+1)^{mo}$.

In questo caso la scelta tra la modulazione di placca e la modulazione di griglia può risultare determinata esclusivamente da criteri costruttivi.

8. - Relazione tra le caratteristiche di modulazione e quelle di funzionamento.

Prima di passare ad esporre la parte sperimentale, riteniamo opportuno mettere in evidenza un'interessante relazione esistente tra le caratteristiche statiche di modulazione di placca e quelle di modulazione di griglia, nonchè tra le caratteristiche statiche di modulazione di placca e di griglia e quelle di funzionamento.

A tale scopo osserviamo che, nel caso della modulazione di placca, per un determinato valore R_a della resistenza equivalente del circuito oscillante anodico, possiamo tracciare due famiglie di caratteristiche statiche di modulazione:

a) quella relativa ad un valore costante dell'ampiezza $\mathcal{V}_g$ della tensione eccitatrice di griglia e a valori variabili $-V_{g0}$ della tensione di polarizzazione di griglia; in tal caso le diverse caratteristiche costituenti la famiglia relativa al valore $\mathcal{V}_g$ che si considera, risultano quotate con i corrispondenti valori della tensione di polarizzazione di griglia;

b) quella relativa ad un valore costante $-V_{g0}$ della tensione di polarizzazione di griglia e a valori variabili dell'ampiezza $\mathcal{V}_g$ della tensione eccitatrice di griglia; in tal caso le diverse caratteristiche costituenti la famiglia relativa al valore $-V_{g0}$ che si considera, risultano quotate con i corrispondenti valori della tensione eccitatrice di griglia.

Analogamente, nel caso della modulazione di griglia, per un dato valore di R_a, possiamo tracciare due famiglie di caratteristiche statiche di modulazione:

c) quella relativa ad un valore costante dell'ampiezza $\mathcal{V}_g$ della tensione eccitatrice di griglia e a valori variabili della tensione anodica base V_{a0} di alimentazione; in tal caso le diverse caratteristiche costituenti la famiglia relativa al valore $\mathcal{V}_g$ che si considera, risultano quotate con i corrispondenti valori delle tensioni anodiche di alimentazione;

d) quella relativa ad un valore costante della tensione anodica base di alimentazione V_{a0} e a valori variabili dell'ampiezza $\mathcal{V}_g$ della

tensione eccitatrice di griglia; in tal caso le diverse caratteristiche costituenti la famiglia relativa al valore V_{a0} che si considera, risultano quotate con i corrispondenti valori della tensione eccitatrice di griglia.

Infine nel caso di amplificatori di correnti a radiofrequenza modulate, possiamo tracciare per un dato valore di R_a due famiglie di caratteristiche di funzionamento:

e) quella relativa ad un valore costante della tensione di polarizzazione di griglia $-V_{g0}$ e a valori variabili della tensione anodica base di alimentazione V_{a0}; in tal caso le caratteristiche costituenti la famiglia relativa al valore $-V_{g0}$ che si considera, risultano quotate con i corrispondenti valori delle tensioni anodiche di alimentazione;

f) quella relativa ad un valore costante della tensione anodica di alimentazione V_{a0} e a valori variabili $-V_{g0}$ della tensione di polarizzazione di griglia; in tal caso le caratteristiche costituenti la famiglia relativa al valore V_{a0} che si considera, risultano quotate con i corrispondenti valori della tensione di polarizzazione di griglia.

Considerando la famiglia *a*) di caratteristiche di modulazione di placca, relative ad un determinato valore costante $\mathcal{V}_g$ della tensione eccitatrice di griglia, è facile vedere che da essa si può senz'altro dedurre la famiglia *c*) di caratteristiche di modulazione di griglia relative allo stesso valore costante $\mathcal{V}_g$ della tensione eccitatrice di griglia; a tale scopo basta condurre le verticali per i punti dell'asse delle ascisse a cui corrispondono i valori delle tensioni anodiche per i quali interessa determinare le caratteristiche statiche di modulazione di griglia, e determinarne le intersezioni con le caratteristiche aventi per quote i diversi valori $-V_{g0}$ delle tensioni di polarizzazione di griglia; per ogni punto d'intersezione resta quindi determinato il valore della tensione di polarizzazione di griglia ed il valore della tensione ad alta frequenza che si determina ai morsetti 1 e 2 del circuito anodico, e si può quindi tracciare la caratteristica di modulazione di griglia relativa al valore della tensione anodica considerata. Come si vede, per passare dalla famiglia di caratteristiche di modulazione di placca, relative ad una determinata tensione eccitatrice di griglia $\mathcal{V}_g$, alla famiglia di caratteristiche di modulazione di griglia, relative al medesimo valore di ampiezza di tensione eccitatrice di griglia, si segue lo stesso procedimento adottato per passare dalla famiglia di caratteristiche statiche di un tubo elettronico nel piano I_a, V_a a quella nel piano I_a, V_g.

Con procedimento reciproco si passa, dalla famiglia *c*) di caratteristiche di modulazione di griglia relative ad una data ampiezza di tensione eccitatrice di griglia $\mathcal{V}_g$, a quella *a*) di caratteristiche di placca relative alla stessa ampiezza della tensione eccitatrice di griglia.

Se invece di considerare la famiglia *a*), si considera la famiglia *b*) di caratteristiche di modulazione di placca relative ad un valore costante $-V_{g0}$ della tensione di polarizzazione di griglia, da tale famiglia *b*) di caratteristiche si può passare facilmente alla famiglia *e*) di caratteristiche di funzionamento, relative allo stesso valore $-V_{g0}$ di tensione di polarizzazione di griglia; viceversa dalla famiglia *e*)

di caratteristiche di funzionamento, relative ad un valore costante $-V_{g0}$ della tensione di polarizzazione di griglia, si può passare alla famiglia *b*) di caratteristiche di modulazione di placca, relative allo stesso valore $-V_{g0}$ della tensione di polarizzazione di griglia.

Analogamente dalla famiglia *d*) di caratteristiche di modulazione di griglia relative ad un valore costante V_{a0} della tensione anodica di alimentazione, si può passare alla famiglia *f*) di caratteristiche di funzionamento relative allo stesso valore V_{a0} della tensione anodica di alimentazione; e viceversa dalla famiglia *f*) di caratteristiche di funzionamento relative ad un valore costante V_{a0} della tensione anodica di alimentazione, si può passare alla famiglia *d*) di caratteristiche statiche di modulazione di griglia relative allo stesso valore della tensione anodica di alimentazione V_{a0}.

Queste relazioni tra le varie famiglie sono senz'altro valide quando si possa trascurare l'influenza della corrente di griglia.

Esse continuano ad essere valide anche nel caso che, in corrispondenza dei regimi oscillatori relativi ai punti delle caratteristiche di modulazione e di funzionamento che si considerano, si manifesti corrente di griglia; a condizione che i valori delle tensioni eccitatrici $\mathcal{V}_g$, che individuano una data famiglia di caratteristiche di modulazione o le quote delle caratteristiche di modulazione di una data famiglia, siano quelli a vuoto e propriamente quelli misurati applicando al tubo in prova una tensione base $-V_{g0}$ tale che risulti $V_{g0} > \mathcal{V}_g$, così da evitare il manifestarsi di corrente di griglia anche in corrispondenza del massimo valore positivo della tensione eccitatrice che si considera. Su tale punto ritorneremo più ampiamente nella parte sperimentale, ma osserviamo che le relazioni sopra stabilite tra le caratteristiche di modulazione e di funzionamento valgono anche per i diagrammi delle correnti anodiche medie I_{a0} e per quelli dei rendimenti η relativi alle caratteristiche di modulazione e di funzionamento che si considerano. In altre parole, se nel tracciare, per esempio, la famiglia *a*) delle caratteristiche relative ad un valore costante $\mathcal{V}_g$ della tensione eccitatrice di griglia, si traccia anche per ogni caratteristica della famiglia il relativo diagramma della corrente anodica media I_{a0} e del rendimento η, le caratteristiche di modulazione di griglia che possono essere dedotte da tale famiglia conducendo le verticali per i diversi valori di tensione anodica che interessano, risultano complete anche dei relativi diagrammi delle correnti anodiche medie e dei rendimenti, diagrammi che vengono ottenuti con lo stesso procedimento indicato per le caratteristiche di modulazione; così, tracciando ad esempio per l'ascissa di valore V_{a_0} la verticale, l'intersezione di tale verticale con le caratteristiche di modulazione di placca quotate con i valori di $-V_{g0}$, dà, come già precedentemente si è detto, la caratteristica di modulazione di griglia di quota V_{a0}, e le intersezioni della stessa verticale con le curve delle correnti medie e dei rendimenti permettono di tracciare le curve della corrente media e del rendimento relative alla suddetta caratteristica di modulazione di griglia di quota V_{a0}. Lo stesso procedimento si segue per il tracciamento delle curve delle correnti medie e dei rendimenti relative alle caratteristiche di funzionamento dedotte dalle caratteristiche di modulazione di placca e di griglia.

PARTE II.

9. - Rilievo sperimentale delle caratteristiche di modulazione di placca.

Allo scopo di controllare se le caratteristiche statiche di modulazione e quelle di funzionamento dedotte, con il metodo precedentemente esposto, dalle caratteristiche statiche di un tubo elettronico concordino o meno con quelle rilevate sperimentalmente, sono stati

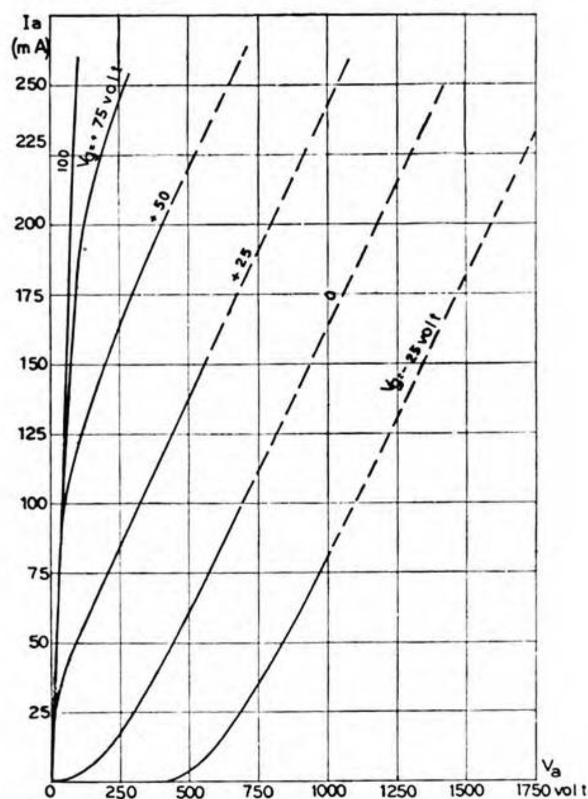


Fig. 12. — Caratteristiche statiche nel piano I_a, V_a del tubo RS 235.

presi in esame tre diversi tipi di tubi elettronici e propriamente il tipo Telefunken RS 31 a filamento di tungsteno puro, il tipo Telefunken RS 235 a filamento di tungsteno toriato ed infine il tipo Philips TC 1/75 a filamento ricoperto di ossidi; le rispettive caratteristiche statiche, rilevate sperimentalmente, sono indicate nelle fig. 14, 12 e 13.

Furono prescelti detti tubi, in quanto che essi appartengono a tre diverse categorie che differiscono principalmente per la forma

delle caratteristiche; infatti, nonostante che tutti e tre i tipi siano in grado di dissipare la stessa potenza sull'anodo, il tubo RS 31 è caratterizzato da una corrente di saturazione molto bassa, di appena 200 mA, e da caratteristiche statiche con tratti rettilinei molto limitati; il tipo RS 235 è caratterizzato da corrente di saturazione no-

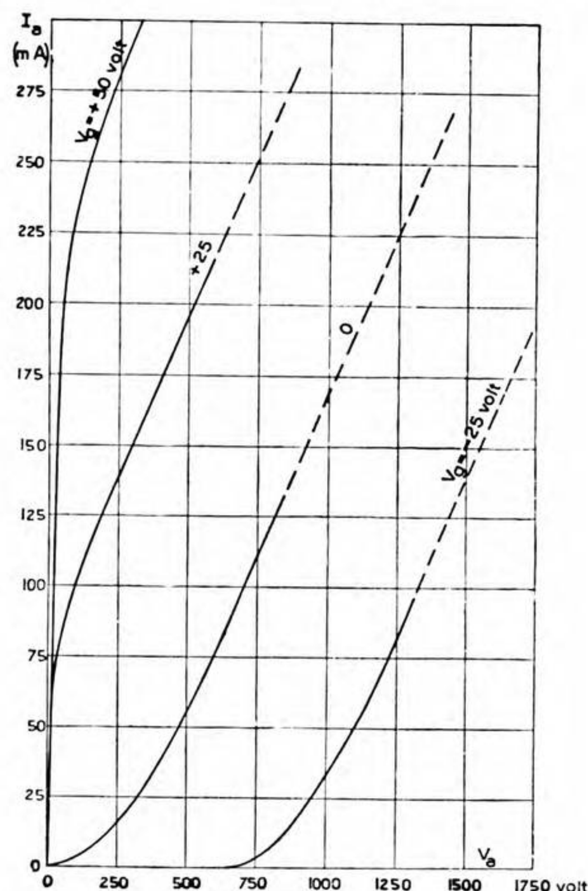


Fig. 13. — Caratteristiche statiche nel piano I_a, V_a del tubo TC 1/75.

tevole, di valore circa 800 mA, e da caratteristiche statiche con tratti rettilinei molto estesi; infine il tipo TC 1/75 è caratterizzato da una corrente di saturazione di valore ancora più elevato, di circa 1500 mA, e da caratteristiche statiche con tratti rettilinei ancora più estesi di quelli del tipo RS 235.

Per meglio precisare alcune particolarità seguite nella determinazione sperimentale delle caratteristiche di modulazione, ci rife-

riremo particolarmente al tubo RS 235, sul quale furono fatti i rilievi più completi.

Per tale tubo furono determinate sei famiglie di caratteristiche statiche di modulazione di placca relative a valori $\mathcal{V}_g$ dell'ampiezza

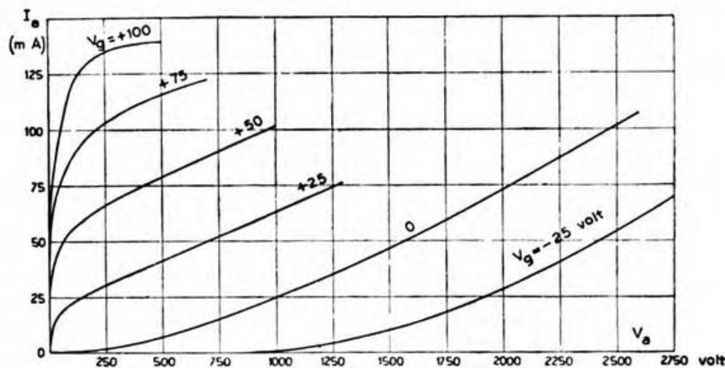


Fig. 14. — Caratteristiche statiche nel piano I_a, V_a del tubo RS 31.

della tensione eccitatrice di griglia di 75, 100, 150, 200, 250 e 300 volt; di tali famiglie, tracciate portando come ordinate i valori effi-

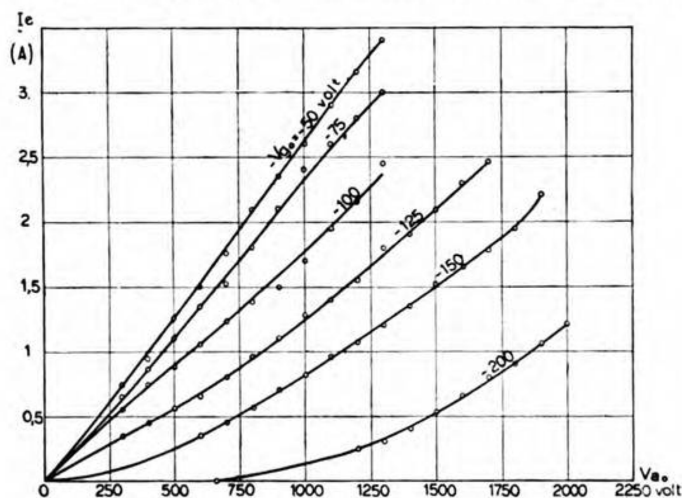


Fig. 15 *a*. — Famiglia di caratteristiche di modulazione di placca di parametri $\mathcal{V}_g = 150$ volt, $R = 9$ ohm, per il tubo RS 235.

caci I_e della corrente a radiofrequenza nel circuito di utilizzazione, di resistenza $R = 9$ ohm, sono riportate nelle fig. 15 *a*, *b*, *c*, *d* quelle relative ai valori $\mathcal{V}_g = 150$, 200, 250, 300 volt; le singole curve di ogni famiglia sono quotate con i valori delle tensioni base di griglia.

E' da tener presente che, nel rilievo delle suddette famiglie di caratteristiche, i valori della tensione eccitatrice di griglia sono quelli misurati a vuoto e più propriamente quelli misurati con una tensione base di griglia $-V_{g_0}$ tale che risulti $V_{g_0} > \mathcal{V}_g$, in modo che non abbia a manifestarsi corrente di griglia. Se ci riferiamo allora ad una delle famiglie di cui sopra, ad esempio a quella relativa alla tensione $\mathcal{V}_g = 200$ volt (fig. 15 *b*), per le caratteristiche di modulazione di quota $-V_{g0} = 250$ volt e $-V_{g0} = 200$ volt, la tensione eccitatrice $\mathcal{V}_g$, per tutti i punti delle caratteristiche stesse, risulta di valore costante e precisamente di 200 volt dato che non

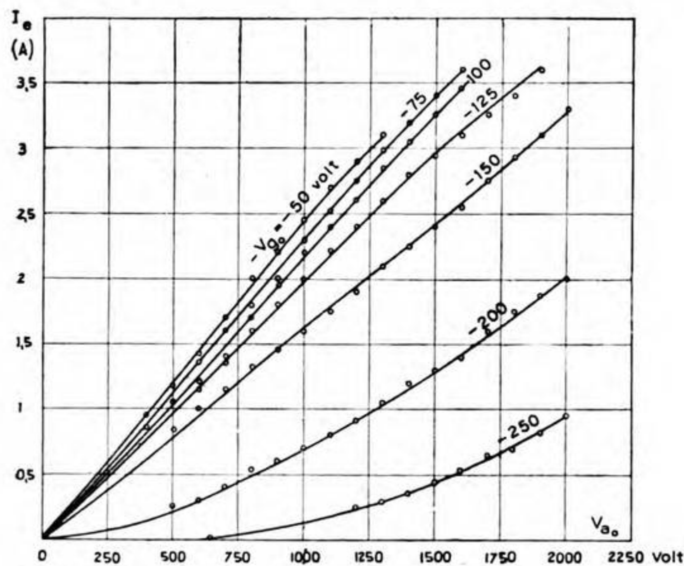


Fig. 15 *b*. — Famiglia di caratteristiche di modulazione di placca di parametri $\mathcal{V}_g = 200$ volt, $R = 9$ ohm, per il tubo RS 235.

si ha mai corrente di griglia; per le rimanenti caratteristiche di quota $-V_{g0} = -150$, -100, -75 volt, la tensione eccitatrice di griglia effettiva $\mathcal{V}_g$ risulta variabile nei diversi punti delle caratteristiche e sempre alquanto inferiore al valore a vuoto; in particolare per la caratteristica di quota -150 volt, la tensione eccitatrice di griglia, nelle misure eseguite, è risultata di circa 199 volt in corrispondenza della tensione anodica $V_{a0} = 2000$ volt; di circa 197 volt in corrispondenza della tensione anodica $V_{a0} = 1000$ volt e di circa 195 volt in corrispondenza di $V_{a0} = 100$ volt; invece per la caratteristica $-V_{g0} = -50$ volt, la tensione eccitatrice è risultata di circa 190 volt in corrispondenza di $V_{a0} = 1000$ volt e di circa 185 volt in corrispondenza di $V_{a0} = 100$ volt.

Tali risultati si spiegano facilmente se si tiene presente che in un tubo elettronico la corrente di griglia, a parità di tensione di gri-

glia, a parità di tensione di griglia, assume valori tanto più elevati, quanto minore è il valore della tensione anodica di alimentazione.

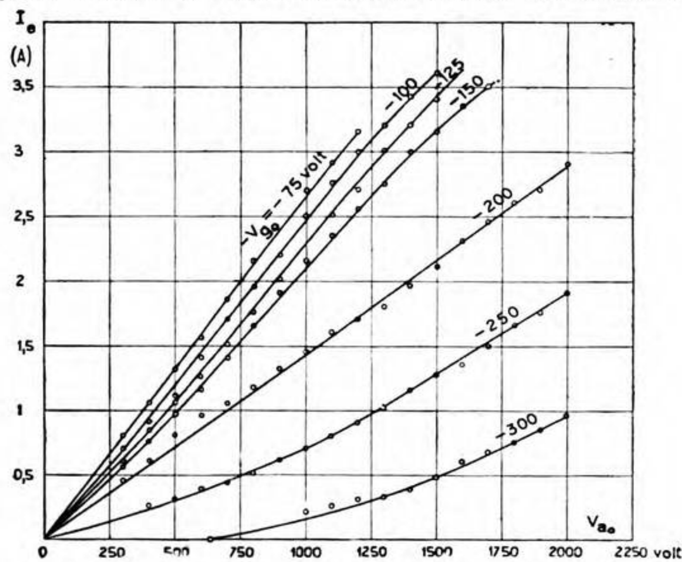


Fig. 15 *c*. — Famiglia di caratteristiche di modulazione di placca di parametri $\mathcal{V}_g$ = 250 volt, R = 9 ohm, per il tubo RS 235.

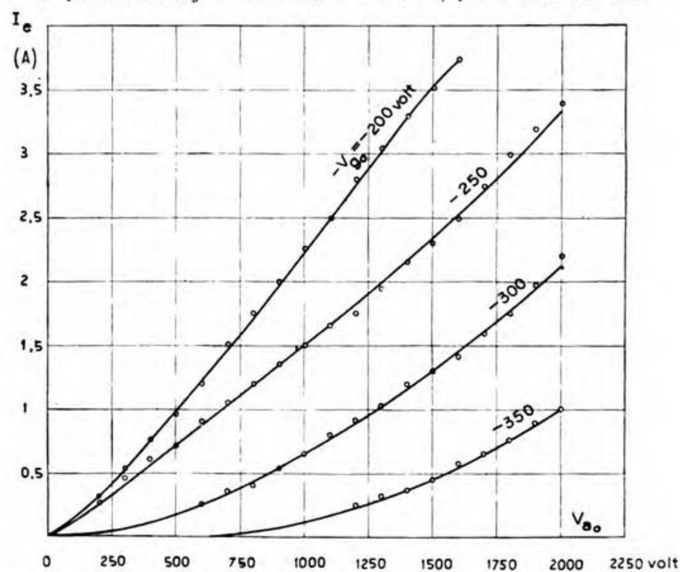


Fig. 15 *d*. — Famiglia di caratteristiche di modulazione di placca di parametri $\mathcal{V}_g$ = 300 volt, R = 9 ohm, per il tubo RS 235.

Si sono confrontate alcune di tali caratteristiche di modulazione di placca del tubo RS 235, rilevate sperimentalmente, con quelle dedotte con il procedimento indicato nella parte I, dalle caratteristiche statiche del tubo stesso: precisamente ciò è stato fatto per le caratteristiche della famiglia $\mathcal{V}_g = 150$ volt quotate con le tensioni basi di griglia $-V_{g0} = -150, -125, -100, -75, -50$ volt e per le caratteristiche della famiglia $\mathcal{V}_g = 200$ volt quotate con le tensioni base di griglia $-V_{g0} = -200, -150, -125, -120$ volt.

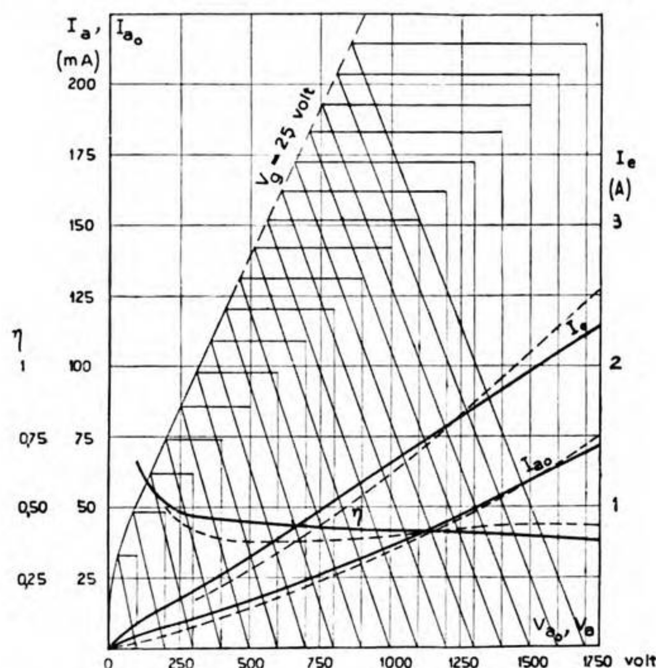


Fig. 16 *a*. — Caratteristica di modulazione di placca (I_e) di parametri $\mathcal{V}_g = 150$ volt, $-V_{g0} = -125$ volt, $R = 9$ ohm, e relative curve della corrente anodica media (I_{a0}) e del rendimento (η) per il tubo RS 235: curve in linea grossa rilevate sperimentalmente, curve in linea sottile a tratti dedotte dalla caratteristica statica nel piano I_a V_a di quota $V_g = 25$ volt.

Per tutte le caratteristiche suddette sono state determinate sperimentalmente, e confrontate con quelle dedotte per via teorica, anche le curve delle correnti anodiche I_{a0} e dei rendimenti η: nelle fig. 16 *a*, *b* e 17 *a*, *b* sono riportate quattro delle caratteristiche controllate: quelle rilevate sperimentalmente sono tracciate in linea grossa, quelle dedotte per via teorica in linea sottile a tratti. E' indicata anche la costruzione delle caratteristiche calcolate.

Dall'esame delle suddette figure si rileva la soddisfacente concordanza tra i risultati sperimentali e quelli previsti in base alle ca-

ratteristiche statiche dei tubi: le differenze infatti, sia per le caratteristiche di modulazione sia per le curve della corrente anodica e del rendimento, non superano generalmente il 15 %, e spesso esse sono giustificate dal fatto che nel tracciamento teorico delle caratte-

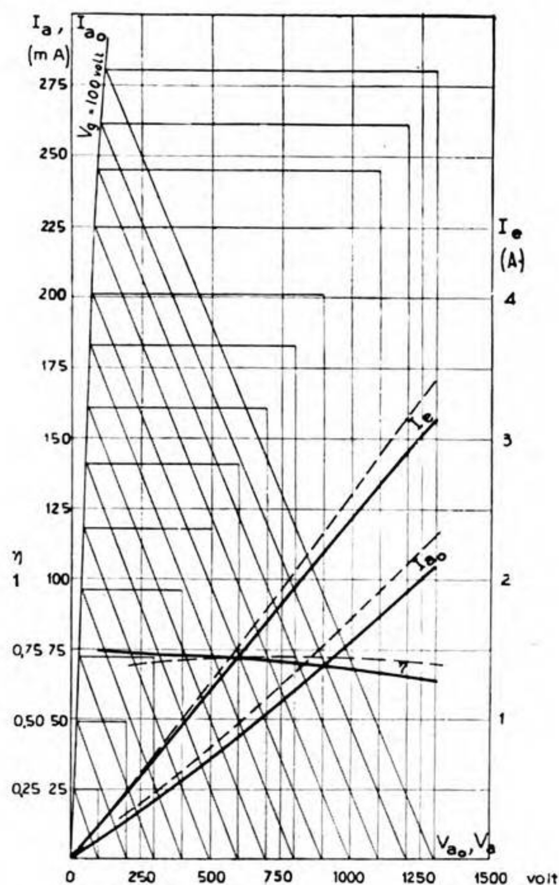


Fig. 16 *b*. — Caratteristica di modulazione di placca (I_e) di parametri $\mathcal{V}_g = 150$ volt, $-V_{g0} = -50$ volt, $R = 9$ ohm, e relative curve della corrente anodica media (I_{a0}) e del rendimento (η) per il tubo RS 235: curve in linea grossa rilevate sperimentalmente, curve in linea sottile a tratti dedotte dalla caratteristica statica nel piano I_a V_a di quota $V_g = 100$ volt.

ristiche non si tiene conto dell'effetto della corrente di griglia. E' interessante osservare che la corrente di griglia determina spesso un effetto correttivo favorevole, annullando in gran parte la curvatura del tratto inferiore delle caratteristiche di modulazione di placca.

10. - Caratteristiche statiche di modulazione di griglia.

Nelle fig. 18 *a*, *b* sono state raccolte le famiglie di curve per la modulazione di griglia relative ai valori di tensione eccitatrice di griglia $\mathcal{V}_g = 200$, 300 volt. Tali curve non sono state rilevate diret-

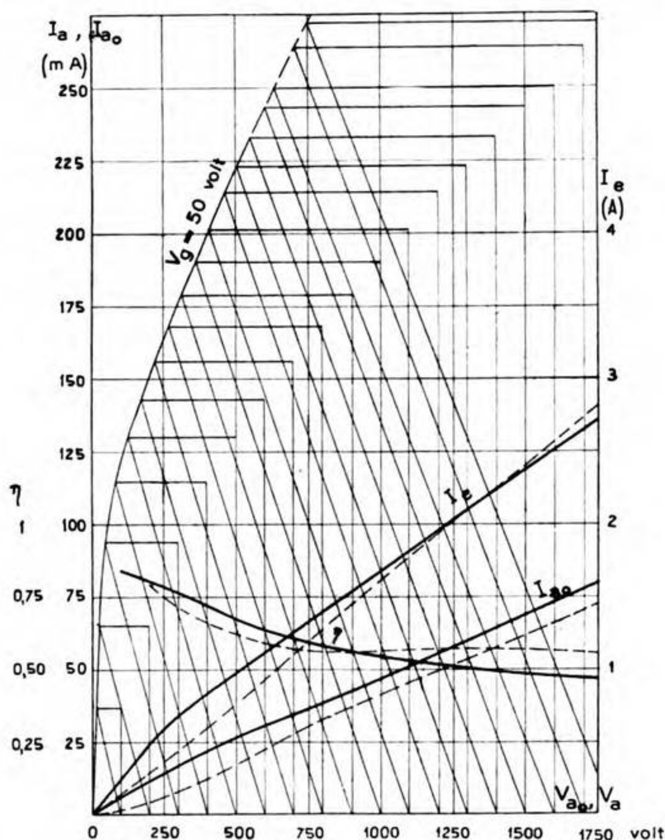


Fig. 17 *a*. — Caratteristica di modulazione di placca (I_e) di parametri $\mathcal{V}_g = 200$ volt, — $V_{g0} = -150$ volt, $R = 9$ ohm, e relative curve della corrente anodica media (I_{a0}) e del rendimento (η) per il tubo RS 235: curve in linea grossa rilevate sperimentalmente, curve in linea sottile a tratti dedotte dalla caratteristica statica nel piano I_a V_a di quota $V_g = 50$ volt.

tamente ma ricavate dalle corrispondenti caratteristiche di modulazione di placca, di cui alle fig. 15, con il procedimento indicato nella parte I. Nessuna differenza si ha tra le caratteristiche così dedotte e quelle che si sarebbero potute rilevare direttamente, e ciò anche nei riguardi degli effetti della corrente di griglia. E' da osservare

infatti che, nelle caratteristiche statiche di modulazione di griglia, la corrente di griglia si manifesta solamente in corrispondenza dei punti della caratteristica nei quali si ha $(-V_{g0} + \mathcal{V}_g) > 0$, ed in corrispondenza di tali punti la tensione eccitatrice di griglia subisce una diminuzione di ampiezza, della quale si tiene già conto nelle caratte-

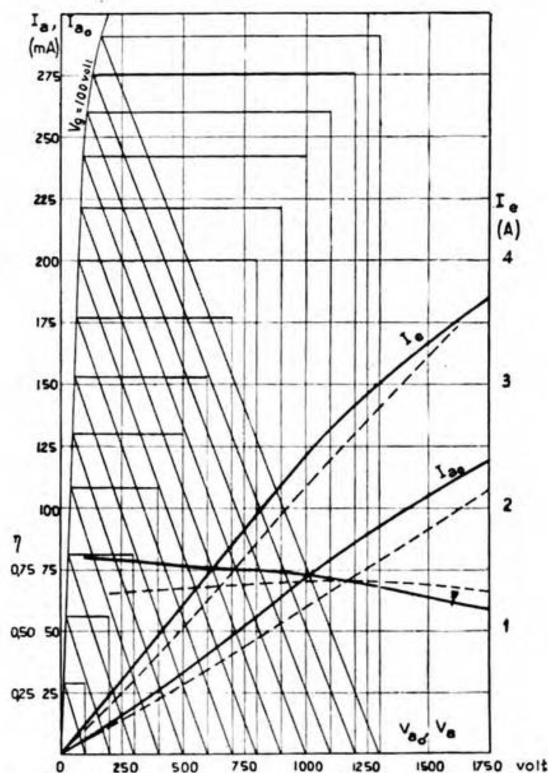


Fig. 17 *b*. — Caratteristica di modulazione di placca (I_e) di parametri $\mathcal{V}_g = 200$ volt, $-V_{g0} = -100$ volt, $R = 9$ ohm, e relative curve della corrente anodica media (I_{a0}) e del rendimento (η) per il tubo RS 235: curve in linea grossa rilevate sperimentalmente, curve in linea sottile a tratti dedotte dalla caratteristica statica nel piano I_a V_a di quota $V_g = 100$ volt.

ristiche di modulazione di placca; per meglio precisare, consideriamo per esempio la caratteristica di griglia della famiglia $\mathcal{V}_g = 200$ volt, di quota $V_{a0} = 1000$ volt (fig. 18 *a*); tale caratteristica è stata dedotta dalla corrispondente famiglia di caratteristiche statiche di modulazione di placca (fig. 15 *b*) conducendo la verticale per l'ascissa $V_{a0} = 1000$ volt; tale verticale taglia le caratteristiche di quota $-V_{g0} = -250$ volt e $-V_{g0} = -200$ volt in punti nei quali la

tensione di eccitazione risulta effettivamente $\mathcal{V}_g = 200$ volt, mentre taglia le caratteristiche $-V_{g0} = -150$ volt, $-V_{g0} = -100$ volt, $-V_{g0} = -75$ volt e $-V_{g0} = -50$ volt in punti nei quali la tensione eccitatrice di griglia effettiva risulta inferiore al valore a vuoto di 200 volt e propriamente risulta, come abbiamo precedentemente visto, di 197 volt, nel punto di intersezione con la caratteristica $-V_{g0} = -150$, e di 190 volt, nel punto d'intersezione con la caratteristica $-V_{g0} = -50$ volt.

Se per tracciare la caratteristica di modulazione di griglia $\mathcal{V}_g = 200$ volt e $V_{a0} = 1000$ volt, invece di dedurla dalle caratteri-

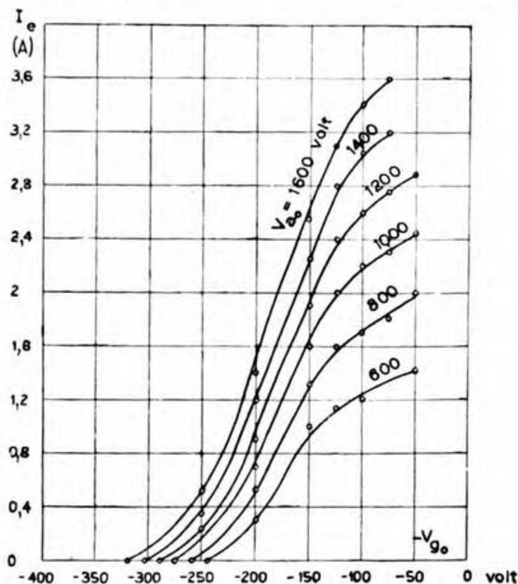


Fig. 18 *a*. — Famiglia di caratteristiche di modulazione di griglia di parametri $\mathcal{V}_g = 200$ volt, $R = 9$ ohm, per il tubo RS 235.

stiche di modulazione di placca, avessimo seguito il procedimento diretto, il risultato sarebbe stato esattamente eguale. Infatti, per il tracciamento diretto di tale caratteristica, avremmo dovuto applicare al tubo, alimentato con tensione anodica $V_{a0} = 1000$ volt, un valore di tensione eccitatrice di griglia $\mathcal{V}_g$ di 200 volt a vuoto, e tale valore sarebbe restato invariato per le tensioni basi di griglia $-V_{g0} = -250$ volt, $-V_{g0} = -200$ volt e sarebbe risultato per $-V_{g0} = -150$ volt di 197 volt, per $-V_{g0} = -50$ volt di 190 volt; quindi in definitiva, poichè le condizioni di funzionamento del tubo risultano esattamente le stesse, i valori della corrente oscillante misurati in corrispondenza delle tensioni di polarizzazione di griglia -250 volt, -200 volt, -150 volt, -100 volt, -75 volt, -50 volt, sarebbero risultati uguali a quelli determinati dell'intersezione della verticale condotta per l'ascissa $V_{a0} = 1000$ volt con le carat-

teristiche di modulazione di placca quotate con gli stessi valori della tensione di polarizzazione di griglia.

In considerazione delle relazioni esistenti tra le caratteristiche di modulazione di placca e quelle di modulazione di griglia, non si è ritenuto opportuno sottoporre queste ultime ad un confronto con quelle che avrebbero potuto essere dedotte dalle caratteristiche del tubo, risultando esauriente quello eseguito per le caratteristiche di modulazione di placca.

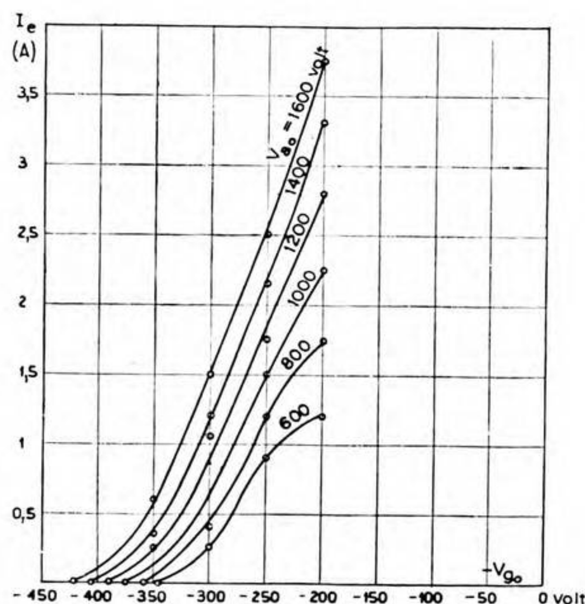


Fig. 18 *b*. — Famiglie di caratteristiche di modulazione di griglia di parametri $\mathcal{V}_g$ = 300 volt, R = 9 ohm, per il tubo RS 235.

11. - Caratteristiche di funzionamento.

Nelle fig. 19 *a, b* il complesso delle caratteristiche statiche di modulazione di placca rilevate sperimentalmente è stato raggruppato in famiglie relative ai valori di tensioni di polarizzazione di griglia $-V_{go} = -125$, -200 volt; le caratteristiche di ciascuna famiglia risultano così quotate con i valori di tensione eccitatrice di griglia $\mathcal{V}_g$ = 75, 100, 150, 200, 250, 300 volt.

Da tali famiglie sono state dedotte, con il metodo indicato nella parte I, le famiglie di caratteristiche di funzionamento (fig. 20 *a, b*) relative agli stessi valori di tensione di polarizzazione di griglia $-V_{go} = -125$, -200 volt; le varie curve di tali famiglie risultano quotate con i valori di tensione anodica di alimentazione V_{ao} = 800, 1000, 1200, 1400, 1600 volt.

Con lo stesso procedimento, dalle famiglie di caratteristiche di mo-

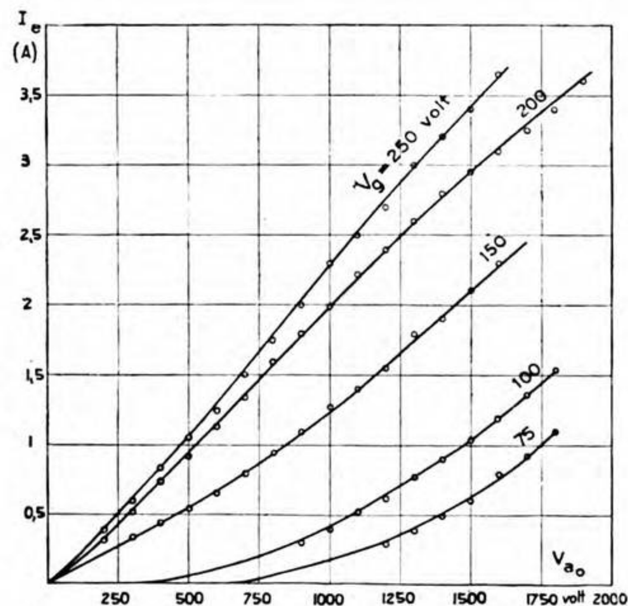


Fig. 19 *a*. — Famiglia di caratteristiche di modulazione di placca di parametri — V_{g0} = — 125 volt, R = 9 ohm, per il tubo RS 235.

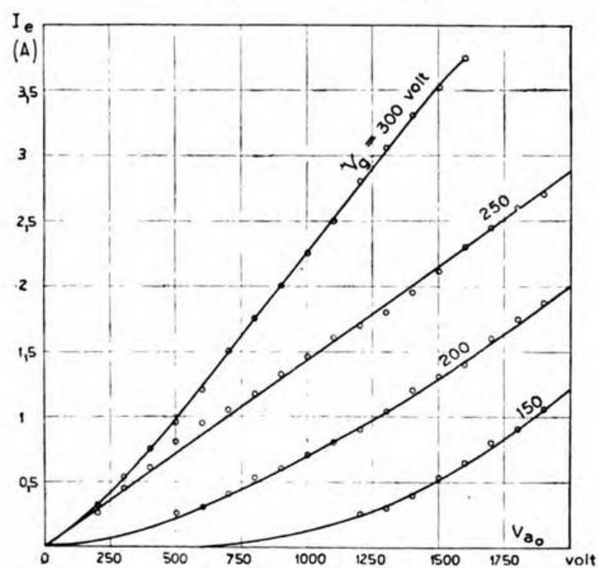


Fig. 19 *b*. — Famiglia di caratteristiche di modulazione di placca di parametri — V_{g0} = — 200 volt, R = 9 ohm, per il tubo RS 235.

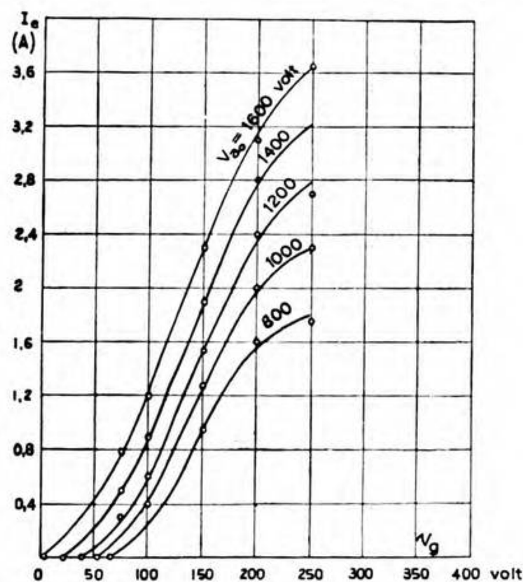


Fig. 20 *a*. — Famiglia di caratteristiche di funzionamento di parametri $-V_{g0} = -125$ volt, $R = 9$ ohm, per il tubo RS 235.

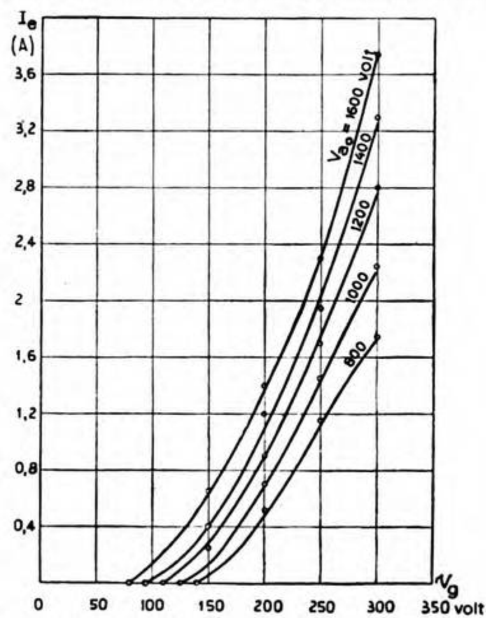


Fig. 20 *b*. — Famiglia di caratteristiche di funzionamento di parametri $-V_{g0} = -200$ volt, $R = 9$ ohm, per il tubo RS 235.

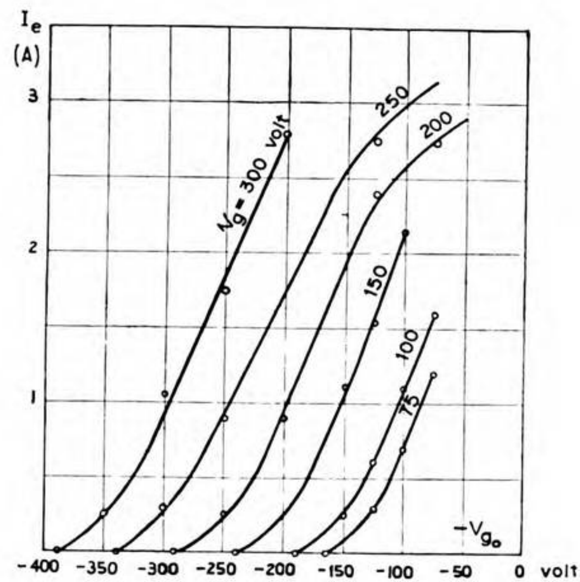


Fig. 21 *a*. — Famiglia di caratteristiche di modulazione di griglia di parametri V_{a0} = 1200 volt, R = 9 ohm, per il tubo RS 235.

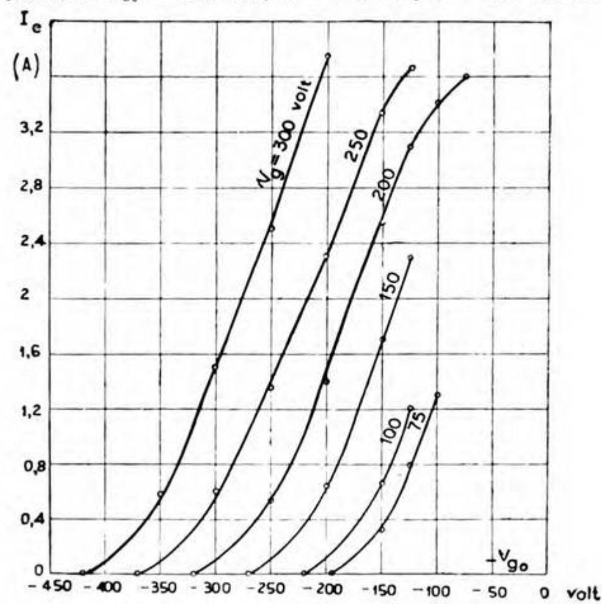


Fig. 21 *b*. — Famiglia di caratteristiche di modulazione di griglia di parametri V_{a0} = 1600 volt, R = 9 ohm, per il tubo RS 235.

dulazione di griglia relative ai valori di tensione anodica $V_{ao} = 1200$, 1600 volt, di cui alle fig. 21 *a, b,* sono state ottenute le famiglie di

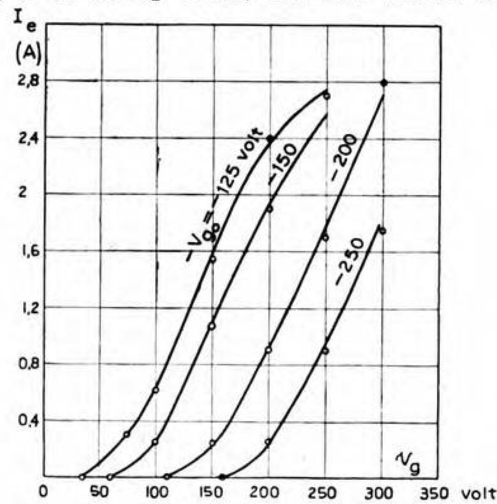


Fig. 22 *a.* — Famiglia di caratteristiche di funzionamento di parametri $V_{ao} = 1200$ volt, $R = 9$ ohm, per il tubo RS 235.

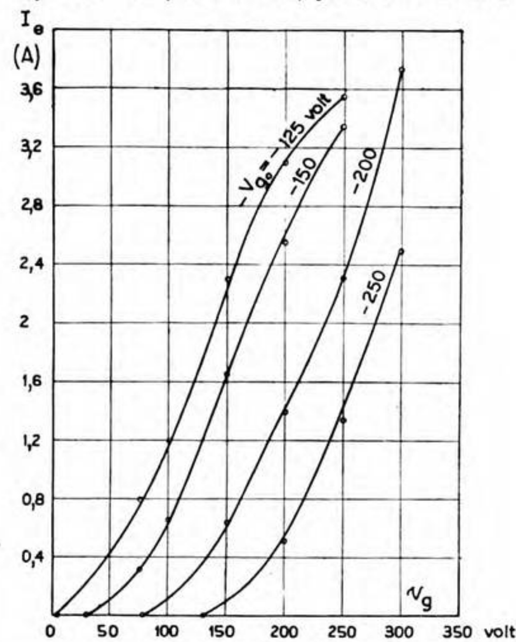


Fig. 22 *b.* — Famiglia di caratteristiche di funzionamento di parametri $V_{ao} = 1600$ volt, $R = 9$ ohm, per il tubo RS 235.

caratteristiche di funzionamento (fig. 22 *a, b*), relative agli stessi valori di tensione anodica $V_{ao} = 1200$, 1600 volt; le caratteristiche di tali famiglie risultato quotate con i valori di tensione di polarizzazione di griglia $- V_{go} = -125$, -150, -200, -250 volt.

Le caratteristiche di funzionameno così ottenute, come già si è messo in evidenza per le caratteristiche di modulazione di griglia, non presentano alcuna differenza rispetto a quelle che si sarebbero potute determinare con procedimento diretto.

Neanche per le caratteristiche di funzionamento si è ritenuto necessario eseguire il confronto con quelle che si sarebbero potute dedurre per via teorica, dato che tale confronto è stato esaurientemente eseguito per le caratteristiche di modulazione di placca.

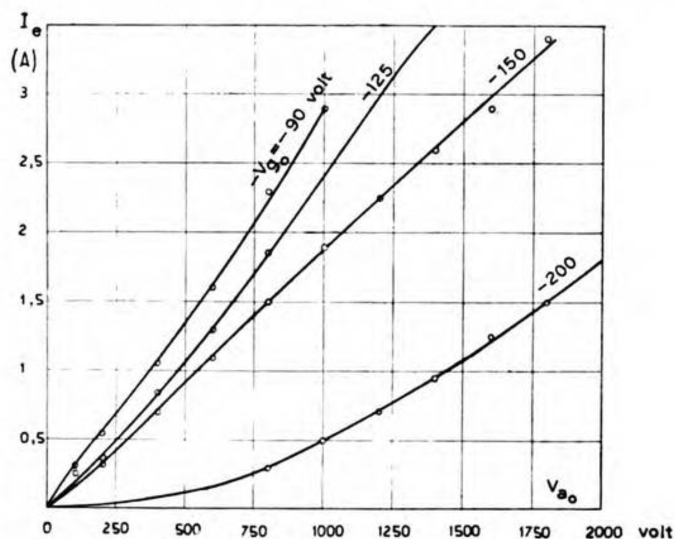


Fig. 23 *a*. — Famiglia di caratteristiche di modulazione di placca di parametri $\mathcal{V}_g = 200$ volt, $R = 9$ ohm, per il tubo TC 1/75.

12. - Caratteristiche di modulazione dei tubi TC 1/75 e RS 31. Confronto tra le caratteristiche di modulazione dei tubi RS 31 e RS 235.

Nella fig. 23 *a* è riportata la famiglia di caratteristiche statiche di modulazione di placca relativa al valore di tensione eccitatrice di griglia $\mathcal{V}_g = 200$ volt, ottenuta con tubo Philips TC 1/75; nella fig. 23 *b*, la caratteristica di modulazione di quota $- V_{go} = -150$ volt e le relative curve della corrente anodica media e del rendimento sono confrontate con quelle dedotte con il solito procedimento dalle caratteristiche statiche. Anche per il tubo TC 1/75, la concordanza, tra le caratteristiche teoriche e quelle rilevate sperimentalmente, è soddisfacente.

Se si raffronta la famiglia di caratteristiche del tubo TC 1/75

con la corrispondente ottenuta con il tubo RS 235, si rileva subito la grande somiglianza tra le caratteristiche delle due famiglie; non si è quindi ritenuto opportuno riportare altre famiglie di caratteristiche di modulazione ricavate dallo stesso tubo TC 1/75.

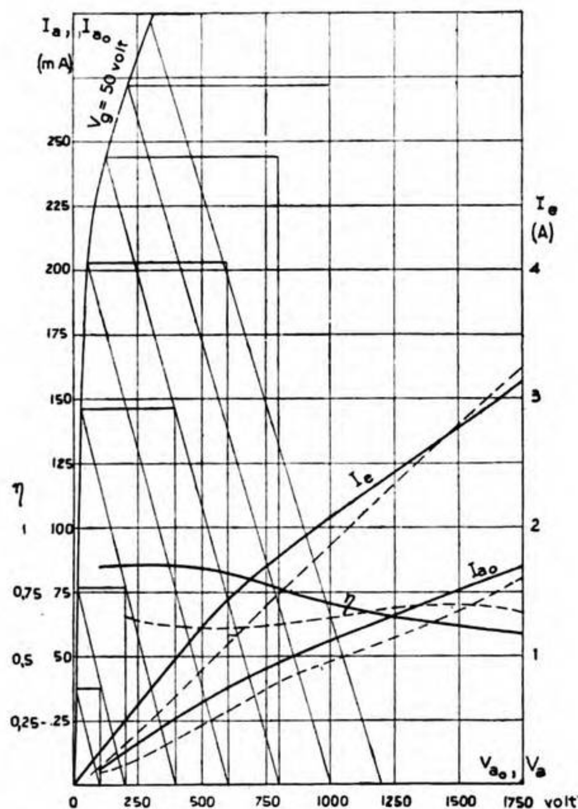


Fig. 23 *b*. — Caratteristica di modulazione di placca (I_e) di parametri $\mathcal{V}_g = 200$ volt, $-V_{go} = -150$ volt, $R = 9$ ohm, e relative curve della corrente anodica media (I_{eo}) e del rendimento (η) per il tubo TC 1/75: curve in linea grossa rilevate sperimentalmente, curve in linea sottile a tratti dedotte dalla caratteristica statica nel piano I_a, V_a di quota $V_g = 50$ volt.

Notevoli differenze si rilevano invece dal confronto delle caratteristiche di modulazione di placca ottenute con il tubo RS 235, con quelle ottenute con il tubo RS 31.

Nelle fig. 24 *a, b* sono riportate le famiglie di caratteristiche statiche di modulazione di placca del tubo RS 31 relative ai valori di tensione eccitatrice di griglia $\mathcal{V}_g = 200$ e 300 volt; nella fig. 25 la caratteristica di parametri $\mathcal{V}_g = 200$ volt, $-V_{go} = -150$ volt, con

la relativa curva della corrente anodica media e dei rendimenti, è confrontata con quelle dedotte dalle caratteristiche statiche. Anche

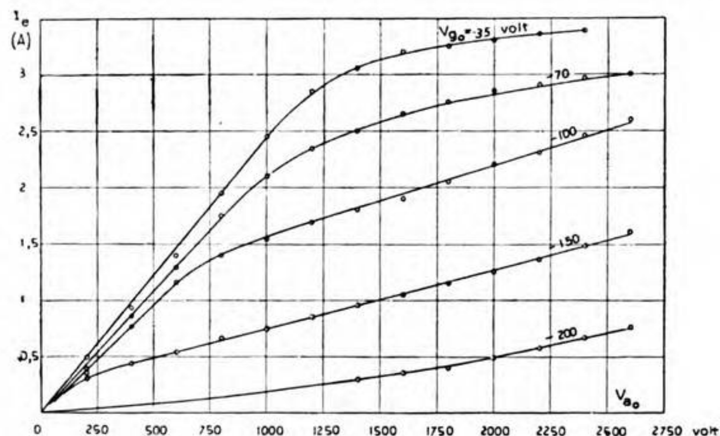


Fig. 24 *a*. — Famiglia di caratteristiche di modulazione di placca di parametri $\mathcal{V}_g = 200$ volt, $R = 9$ ohm, per il tubo RS 31.

in tal caso la concordanza tra le previsioni teoriche e i rilievi sperimentali è soddisfacente.

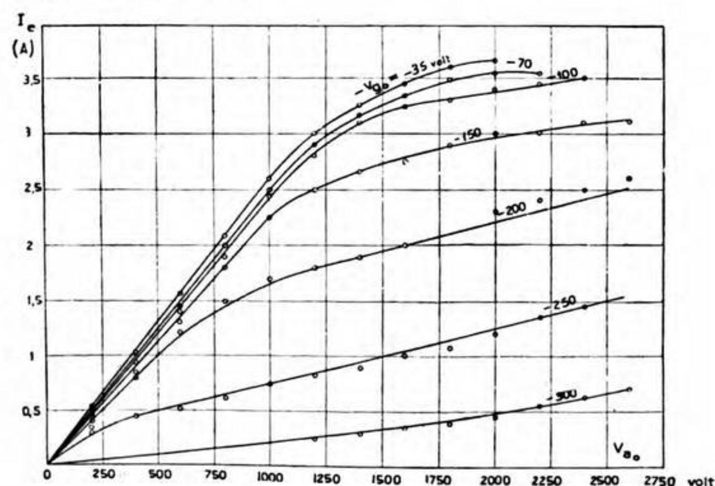


Fig. 24 *b*. — Famiglia di caratteristiche di modulazione di placca di parametri $\mathcal{V}_g = 300$ volt, $R = 9$ ohm, per il tubo RS 31.

L'esame delle famiglie di caratteristiche di modulazione di placca ottenute con il tubo RS 31, ci dà la possibilità di mettere in rilievo alcune notevoli particolarità che differenziano i tubi a debole emis-

sione (tipi a filamento di tungsteno puro) da quelli a forte emissione (tipi a filamento di tungsteno toriato o a filamento ricoperto di ossidi).

Riferendosi alle caratteristiche del tubo RS 31, si nota come le caratteristiche di modulazione di placca, che consentono la migliore utilizzazione del tubo, sono solamente quelle che derivano da caratteristiche statiche quotate con valori positivi di potenziale di griglia molto elevati, e precisamente le caratteristiche della famiglia $\mathcal{V}_g = 300$ volt, di quote $-V_{g0} = -150$, -100, -70, -35 volt e quelle della famiglia $\mathcal{V}_g = 200$ volt, di quote $-V_{g0} = -70$, -35 volt. Tutte queste caratteristiche sono sfruttabili fino ad una tensione anodica di alimentazione di $1000 \div 1200$ volt, e la potenza massima

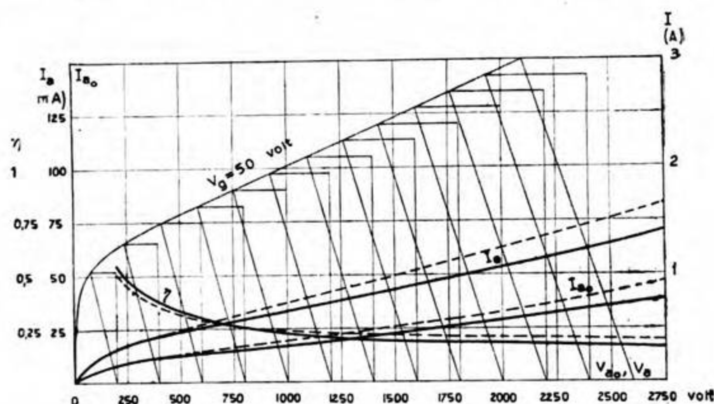


Fig. 25. — Caratteristica di modulazione di placca (I_e) di parametri $\mathcal{V}_g = 200$ volt, $-V_{g0} = -150$ volt, $R = 9$ ohm, e relative curve della corrente anodica media (I_{a0}) e del rendimento (η): curve in linea grossa rilevate sperimentalmente, curve in linea sottile a tratti dedotte dalla caratteristica statica nel piano I_a, V_a di quota $V_g = 50$ volt.

$P_{u\,max}$ che può essere messa in giuoco in corrispondenza del massimo valore di tensione anodica, essendo la resistenza del circuito di utilizzazione di 9 ohm, risulta di circa 81 watt; una maggiore potenza non potrebbe essere ricavata, a meno di non spingersi fino a valori di corrente di circa 3,5 ampere, con i quali si avrebbe un valore di distorsione inaccettabile.

Ammessa una modulazione al 100 %, la potenza in assenza di modulazione risulterebbe quindi di circa 20 watt e la potenza in regime di modulazione al 100 % di circa 30 watt; con un rendimento medio del 60 % la potenza di dissipazione risulterebbe di circa 20 watt e quindi notevolmente inferiore a quella di circa $70 \div 75$ watt che il tubo RS 31 è in grado di dissipare: da tale punto di vista pertanto il tubo non risulterebbe sufficientemente sfruttato.

Si osservi ancora che la tensione anodica di alimentazione $V_{a0\,max}$, corrispondente al regime a massima potenza che si ha nel ciclo di modulazione, risulta, come sopra visto, di $1000 \div 1200$ volt

e quindi notevolmente inferiore alla tensione massima di esercizio $V_{ao\,max} = 1700$ volt indicata dal costruttore.

Impiegando lo stesso tubo RS 31 con modulazione di griglia, la tensione di alimentazione che si può senz'altro adottare è quella massima $V_{oo\,max} = 1000 \div 1200$ volt raggiunta nella modulazione di placca, dato che tale valore è inferiore a quello di esercizio indicato dal costruttore; risulta quindi possibile mettere in giuoco, nella modulazione di griglia al 100 %, la stessa potenza di 30 watt che è possibile ottenere con la modulazione di placca; con tale potenza utile, la potenza di dissipazione del tubo, ammesso un rendimento medio del 30 %, risulta di circa 70 watt e quindi non superiore a quella prescritta dal costruttore.

Riferendosi ora alle caratteristiche di modulazione di placca del tubo RS 235, si rileva che con esso si potrebbe raggiungere, senza ottenere distorsione notevole, un valore di corrente di 4 ampere ed anche maggiore, ma non è conveniente spingersi oltre tale valore, perchè altrimenti occorrerebbe superare la tensione anodica massima di alimentazione $V_{ao\,max} = 1500$ volt prescritta dal costruttore (nelle caratteristiche rilevate si è raggiunto, lavorando con molta prudenza e per brevissimi intervalli di tempo, il valore di 2000 volt, ma tale valore risulta troppo alto nell'impiego pratico).

Con una corrente massima di 4 ampere, la potenza $P_{u\,max}$ messa in giuoco in corrispondenza del massimo valore di tensione anodica, essendo anche in tal caso la resistenza del circuito di utilizzazione di 9 ohm, risulta di circa 144 watt; la potenza in assenza di modulazione, sempre con una modulazione al 100 %, risulta di circa 36 watt, la potenza in regime di modulazione di circa 54 watt, ed infine la potenza di dissipazione, ammesso un rendimento $\eta_m = 0{,}60$, di 36 watt.

Per lo stesso tubo RS 235, impiegato con modulazione di griglia, la potenza, che può essere messa in giuoco con modulazione al 100 %, è notevolmente inferiore a quella che può essere ottenuta con modulazione di placca; sia perchè, al fine di ottenere la potenza di 54 watt che si ha con la modulazione di placca, occorrerebbe alimentare il tubo con tensione anodica di 1500 volt (tensione troppo elevata per un'alimentazione permanente, in confronto di quella di 1000 volt indicata dal costruttore come tensione normale di esercizio); sia perchè il tubo, ammesso che possa sopportare 1500 volt di alimentazione anodica, per poter dare la potenza di regime di modulazione di 54 watt, dovrebbe poter dissipare, con rendimento medio $\eta_m = 0{,}30$, una potenza di circa 126 watt, cioè una potenza quasi doppia di quella di $70 \div 75$ watt prescritta dal costruttore.

Per mantenere la potenza di dissipazione al valore di 70 watt, la potenza in regime di modulazione al 100 % deve risultare di circa 36 watt e quindi in definitiva il rapporto tra le potenze in regime di modulazione al 100 %, che il tubo 235 può dare con modulazione di placca e di griglia, risulta eguale a 1,5.

Questi risultati, per quanto dedotti con determinati tipi di tubi elettronici ed in corrispondenza di un determinato valore di resistenza equivalente del circuito anodico, si hanno in generale con tubi elettronici dello stesso tipo; e pertanto si possono stabilire i seguenti

criteri di massima utili nella scelta dei tubi da impiegare per un trasmettitore radiofonico.

Con tubi elettronici a debole emissione (tipi a filamento di tungsteno puro) la potenza massima, in regime di modulazione al 100 %, che può essere ricavata con modulazione di placca, risulta limitata dal basso valore della corrente totale di emissione ed è in generale notevolmente inferiore a quella che il tubo stesso potrebbe dare in rapporto alla potenza che esso è in grado di dissipare.

Con gli stessi tubi, in generale, la massima potenza in regime di modulazione al 100 %, che può essere ottenuta con modulazione di placca risulta dello stesso ordine di grandezza o lievemente maggiore di quella che può essere ottenuta con modulazione di griglia.

Con tubi elettronici a forte emissione (tipi a filamento di tungsteno toriato o a filamento ricoperto di ossidi) la potenza massima, in regime di modulazione al 100 %, che può essere ottenuta con modulazione di placca, risulta limitata dal valore di tensione anodica di alimentazione massima prescritta dal costruttore, e risulta in generale notevolmente inferiore a quella che il tubo stesso potrebbe consentire nei riguardi della dissipazione.

Con tali tubi il rapporto tra le potenze massime in regime di modulazione al 100 %, ottenibili con modulazione di placca e di griglia, risulta generalmente di valore intorno a $1,5 \div 2$.

13. - Conclusione.

Il metodo indicato per la determinazione della potenza di uscita e del rendimento di un amplificatore per radiofrequenza, di cui siano noti i parametri di funzionamento (tensione anodica base di alimentazione V_{a_0}, tensione di polarizzazione di griglia $-V_{g_0}$, ampiezza $\mathcal{V}_g$ della tensione eccitatrice di griglia $v_g = \mathcal{V}_g$ sen ωt, resistenza equivalente R_a del circuito oscillante anodico), e i procedimenti che utilizzano tale metodo per il tracciamento delle caratteristiche di modulazione di placca e di griglia e di quelle di funzionamento, conducono a risultati in buon accordo con quelli che si ottengono sperimentalmente.

L'applicazione di tali procedimenti rende così possibile, tenendo di base le caratteristiche statiche nel piano I_a, V_a o quelle nel piano I_a, V_g la scelta dei tubi elettronici da impiegare in uno stadio modulatore o in uno stadio amplificatore di correnti a radiofrequenza modulate, del quale si conosca la potenza di uscita e il grado di modulazione, e consente di determinare i parametri di funzionamento senza dover eseguire lunghi e numerosi tentativi sperimentali.

Roma - Direzione Superiore Studi ed Esperienze di Aeronautica - Sezione Radio.

I RADIOGONIOMETRI

VITTORIO DE PACE

Si dà cenno delle idee e dei principi da cui è derivata la radiogoniometria, e si mette in rilievo che questo ramo della radiotecnica trova nella nautica le sue applicazioni più importanti e che la miglior soluzione del problema fondamentale (determinazione del punto nave) si ottiene disponendo del radiogoniometro a bordo. Si richiamano poi i punti principali della teoria del radiogoniometro, con particolare riferimento ai radiogoniometri navali. Si tratteggia infine la teoria delle deviazioni nei rilevamenti radiogoniometrici, dovute all'influenza dello scafo e dei conduttori di bordo, investiti dall'onda elettromagnetica della stazione da rilevare.

1. - Premessa.

L'idea di determinare la direzione di propagazione delle onde elettromagnetiche nacque, si sviluppò e portò all'attuazione pratica dei radiogoniometri, insieme e di pari passo con le teorie che servirono di base alla radiotecnica.

Sotto un certo punto di vista potrebbe anzi dirsi che la radiogoniometria sia nata ancor prima della radiotelegrafia, considerando che già nelle esperienze del Hertz e del Righi, cioè prima della grande invenzione del Marconi, esisteva in embrione il radiogoniometro. Come sappiamo, Hertz e Righi con le loro esperienze avevano di mira non già la trasmissione a distanza (sia pure di pochi kilometri) dell'energia elettromagnetica, sì bene la conferma sperimentale delle leggi di propagazione, formulate teoricamente dal Maxwell. Non solo essi non pensavano alla possibilità anche lontanissima di quel che da alcuni decenni è ormai meravigliosa realtà, cioè alla possibilità di scambiare segnalazioni tra i punti più lontani del globo; ma nemmeno immaginavano quanto in quegli stessi anni sarebbe stato attuato come primo passo dal Marconi, cioè la trasmissione a pochi kilometri di distanza.

La radiotelegrafia non esisteva dunque ancora (non è mai superfluo precisarlo), quando la teoria del Maxwell trovava la sua attuazione solamente nelle esperienze, pur geniali e feconde, del Hertz e del Righi.

Ma già in tale periodo si può dire che esistesse almeno in forma embrionale la radiogoniometria; salvo che, essendo questa utilizzata come mezzo di esecuzione degli esperimenti, e non come fine, i termini del problema risultavano invertiti. Invero, mentre il problema della radiogoniometria consiste nel determinare la direzione di propagazione di un'onda elettromagnetica per mezzo dell'osservazione degli effetti di questa su un conduttore o un sistema di conduttori di determinata configurazione, in quegli esperimenti invece, conoscendosi la direzione di propagazione dell'onda prodotta da un oscillatore, si doveva dare al conduttore o al sistema di conduttori la con-

figurazione e l'orientamento ai quali (se le leggi del Maxwell eran vere) dovevano corrispondere gli effetti massimi.

In seguito alla invenzione del Marconi le onde hertziane furono portate fuori dalle sale dei laboratori e lanciate per gli spazi in servizio immediato della civiltà. Il progresso del nuovo ramo della tecnica ebbe un prodigioso rapidissimo sviluppo; basta pensare che, dal giorno in cui Marconi ebbe la geniale intuizione di collegare l'oscillatore trasmittente e quello ricevente alla terra e di utilizzare il rivelatore del Calzecchi-Onesti e del Branly, sino al giorno in cui furono effettuate comunicazioni tra l'Europa e l'America, non passarono che pochissimi anni. Furono così ben presto abbattute le obiezioni che in un primo momento erano state sollevate da uomini di scienza, ancor troppo ligi ad un orientamento mentale tutto ispirato alla elettrofisica newtoniana.

Era naturale, che la radiotelegrafia trovasse sin dalla sua infanzia il più fecondo e vasto campo di applicazioni nelle comunicazioni attraverso i mari, e particolarmente nelle comunicazioni con le navi. Era naturale altresì che nascesse ben presto l'idea di determinare la posizione delle navi in mare attraverso la determinazione della direzione di provenienza dei segnali radiotelegrafici. A nessuno può sfuggire l'enorme importanza del problema, sia dal lato puramente nautico, sia dal lato bellico (determinazione delle posizioni delle navi nemiche). Assai grandi furono in effetti i servigi che la radiogoniometria rese ai belligeranti durante la grande guerra, specie nel Mare del Nord.

In verità allo stato attuale delle cose, con l'adozione delle onde corte, di cui è più difficile il rilievo radiogoniometrico, le possibilità belliche della radiogoniometria appariscono alquanto diminuite. Ma altrettanto non può dirsi delle possibilità di carattere puramente nautico, che sono certamente tali da costituire un validissimo ausilio alla condotta della navigazione.

2. - Impiego nautico della radiogoniometria.

Il problema di determinare la posizione di una nave per mezzo della radiogoniometria può essere risolto in due maniere: o le stazioni radiogoniometriche sono a terra e, dopo aver rilevato le trasmissioni effettuate dalla nave, comunicano a questa i risultati; oppure il radiogoniometro è a bordo e la nave può direttamente determinare i rilevamenti delle radiostazioni terrestri. In entrambi i casi, l'uno reciproco dell'altro, l'incontro dei vari luoghi di posizione determina il « punto nave ».

E' ovvio che la prima soluzione (rilevamenti presi da terra), mentre offre il vantaggio di consentire in genere rilevamenti più precisi, presenta per contro l'inconveniente di ritardi talvolta considerevoli nella conoscenza del « punto » da parte del navigatore. Inoltre è manifestamente vantaggioso, che lo strumento di osservazione si trovi presso chi dovrà utilizzarne i risultati, in modo che questi possa formarsi un concetto sul grado di attendibilità e di approssimazione delle indicazioni ottenute. Ciò è tanto più vero in mare, dove talvolta errori apparentemente insignificanti possono portare a conseguenze gravi ed impensate.

E' d'uopo osservare, che il problema della determinazione della posizione di una nave in mare per mezzo della radiotelegrafia può essere risolto, e viene difatti anche risolto, per altra via che può considerarsi l'inversa di quella seguita in radiogoniometria, poichè viene sfruttata la direttività in trasmissione anzichè in ricezione.

Apposite stazioni radiotelegrafiche terrestri aventi proprietà di radiazione direttiva emettono con continuità segnali di determinate caratteristiche. La nave munita di comune ricevitore, eseguendo l'ascolto, può conoscere se si trovi oppur no nel settore di radiazione

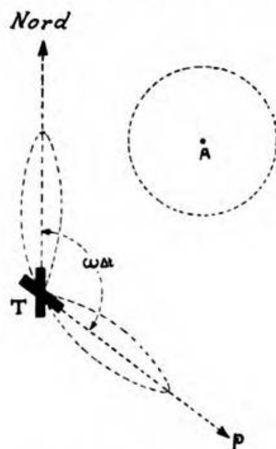


Fig. 1. — Radiofaro rotante.

T - antenna con diagramma di radiazione direttivo, ruotante con velocità ω (emette segnali con continuità); *A* - antenna fissa, con diagramma di radiazione circolare (emette un segnale ad ogni passaggio del telaio *T* per l'orientamento nord); Δt - intervallo di tempo tra l'istante in cui è ricevuto il segnale di *A* e l'istante in cui è ricevuto il segnale di *T* dalla stazione che trovasi nella direzione *p*.

di quelle stazioni; le quali vengono chiamate *radiofari* e corrispondono ai fari ottici che irradiano fasci luminosi in determinati settori per segnalare secche, banchi, o zone di sicurezza.

Talvolta i radiofari sono attrezzati in modo da poter successivamente emettere segnali di diverse caratteristiche in diversi settori, e sono allora chiamati *radiofari rotanti;* la nave che ascolta può conoscere in quale dei settori si trovi. Generalmente non si tratta di vera e propria rotazione del sistema radiante, ma di un complesso di radiatori che vengono eccitati successivamente. Talvolta però è stato anche adottato un tipo di radiofaro costituito da un'antenna *T* (fig. 1) effettivamente girevole, avente diagramma di radiazione direttivo, e da un'antenna fissa *A* avente diagramma di radiazione circolare. Nell'istante in cui l'antenna rotante, che emette con continuità il suo segnale, passa per un determinato orientamento, ad esempio nord-sud, anche l'antenna fissa emette un segnale caratteristico; ed

allora, dalla determinazione del tempo che intercede tra l'istante della ricezione del segnale circolare e l'istante della ricezione del segnale direttivo, conoscendosi la velocità di rotazione dell'antenna rotante, si ottiene il rilevamente del radiofaro.

Non ci fermeremo oltre a dire dei radiofari, chè non fanno parte dell'argomento qui preso a trattare. Rileviamo soltanto che le onde ultracorte e le microonde, permettendo di ottenere fasci ristrettissimi per mezzo di sistemi irradianti di dimensioni assai limitate, lasciano prevedere utili ed importanti applicazioni anche in questo campo.

3. - Principio di funzionamento del radiogoniometro.

E' noto che, oltre una certa distanza dall'antenna trasmettente (alcune lunghezze d'onda) e nell'ipotesi di buona conduttività del suolo, a poca altezza da questo il campo magnetico $\vec{h}$ prodotto dall'antenna è orizzontale, il campo elettrico $\vec{f}$ è verticale, ed entrambi sono normali alla direzione di propagazione, qualunque sia la forma dell'antenna. Ciò è vero in via approssimata e in condizioni normali dell'atmosfera e della configurazione della superficie terrestre.

Se la corrente i che percorre l'antenna è sinoidale in funzione del tempo, anche i due vettori $\vec{f}$ ed $\vec{h}$ sono alternativi sinoidali, hanno la stessa frequenza della corrente, hanno ugual fase (spostata rispetto alla fase della corrente di un ritardo proporzionale alla distanza x_1 dall'antenna), ed i loro valori simultanei in ogni punto sono legati dalla relazione:

$$f = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}\, h,$$

dove μ ed ϵ sono la permeabilità magnetica e la permeabilità elettrica (costante dielettrica) nel mezzo.

E poichè la velocità di propagazione è $v = 1/\sqrt{\mu\,\epsilon}$, si può scrivere:

[1] $$f = \mu\, v\, h.$$

Consideriamo, nel campo di un'antenna trasmittente (con le condizioni sopra indicate: distanza di almeno alcune lunghezze d'onda e buona conduttività del suolo), un circuito costituito da un telaio verticale di forma rettangolare (fig. 2), di altezza b e di lunghezza l, il cui piano formi l'angolo α con la direzione di propagazione dell'onda elettromagnetica prodotta dall'antenna (1).

La forza elettromotrice e che si sviluppa nel quadro investito dall'onda elettromagnetica può essere calcolata sia in base all'effetto del campo elettrico, sia in base all'effetto del campo magnetico, e per ambedue le vie (formalmente differenti, ma sostanzialmente uguali) si deve naturalmente giungere al medesimo risultato, che rappresenta quindi da solo (cioè senza bisogno di essere duplicato) l'effetto complessivo dell'onda elettromagnetica sul quadro.

(1) Manifestamente l'ipotesi di circuito di forma rettangolare, mentre semplifica il procedimento analitico, non ne infirma la generalità.

Campo elettrico e campo magnetico che si propagano sono infatti manifestazioni differenti di uno stesso fenomeno, che è il passaggio dell'onda elettromagnetica provocata dal moto di cariche elettriche nell'antenna trasmittente. Come per trovare sia il valore di $\vec{f}$, sia quello di $\vec{h}$ in funzione degli elementi elettrici dell'antenna, cioè per determinare la *radiazione*, mettiamo a calcolo tutto il valore della

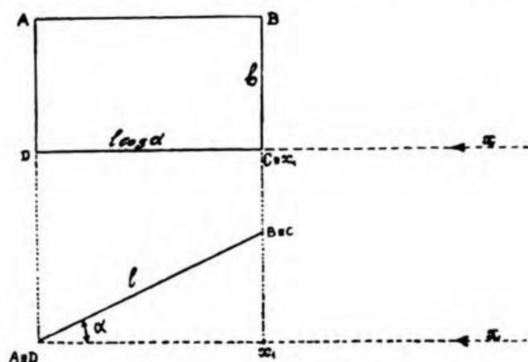


Fig. 2. — Caso del telaio verticale rettangolare.

forza elettromotrice che provoca il moto delle masse elettriche, così nel problema inverso della *captazione*, per trovare la forza che produce il moto delle masse elettriche nel conduttore captante, è sufficiente considerare indifferentemente l'effetto dell'una o dell'altra manifestazione del fenomeno (campo elettrico o campo magnetico).

Considerando l'effetto del campo magnetico si ha:

$$e = -\frac{d\varphi}{dt},$$

dove $\varphi = \mu \int_S \vec{h} \times d\vec{S} = \int_S h \cdot dS \cdot \cos\alpha$, ed essendo $dS = db \cdot dl$,

si può scrivere $\varphi = \mu \int_0^b \int_0^l h \cdot db \cdot dl \cdot \cos\alpha$, avendo posto:

e = valore istantaneo della f.e.m.

φ = valore istantaneo del flusso attraverso il telaio

$\vec{h}$ = vettore campo magnetico

$\vec{S}$ = vettore area = $S \cdot \vec{n}$

S = area del telaio

$\vec{n}$ = vettore unitario normale al piano del telaio

$d\vec{S} = dS \cdot \vec{n}$.

Nell'ipotesi di propagazione per onde piane, h non varia lungo la direzione del lato b, e lungo la direzione $B x_1$; si può quindi scrivere:

$$\varphi = \mu\, b \int_0^l h \cdot d\,l \cdot \cos\alpha = \mu\, b \int_0^{l \cos\alpha} h \cdot d\,x .$$

Se l'attenuazione del campo è trascurabile lungo il tratto $x_1 D$ (e ciò è tanto più vicino alla realtà, quanto minori sono le dimensioni del telaio), indicando con H_m il valore massimo del campo in tale tratto, e con ω la pulsazione della corrente sinoidale che percorre l'antenna, si ha per h l'espressione:

[2] $$h = H_m\, \varepsilon^{j\omega\left(t - \frac{x}{v}\right)}$$ (2).

Ed allora:

$$\varphi = \mu\, b\, H_m \int_0^{l\cos\alpha} \varepsilon^{j\omega\left(t - \frac{x}{v}\right)} \cdot d\,x = \frac{\mu\, b\, H_m\, v}{j\,\omega} \left(\varepsilon^{j\,\omega\, t} - \varepsilon^{j\,(\omega\, t - \omega\,\delta)}\right),$$

avendo posto $\delta = l\,(\cos\alpha)/v$; quindi:

[3] $$e = -\frac{d\,\varphi}{d\,t} = \mu\, b\, H_m\, v \left(\varepsilon^{j\,(\omega\, t - \omega\,\delta)} - \varepsilon^{j\,\omega\, t}\right),$$

ossia ancora, con facile trasformazione (3):

(2) Indichiamo sempre con e il valore istantaneo della forza elettromotrice e con ε la costante di Nepero.

(3) Lo stesso risultato si ottiene molto semplicemente ricorrendo

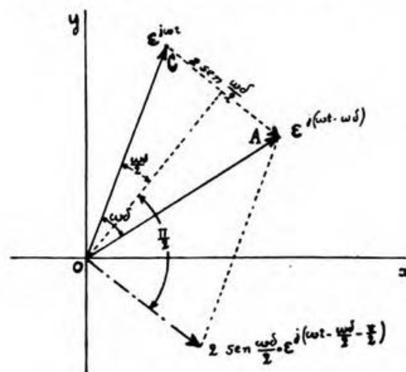


Fig. *a*. — Differenza di due vettori.

alla rappresentazione geometrica dei vettori. Dalla fig. *a* si vede infatti che la differenza dei due vettori unitari $\varepsilon^{j(\omega t - \omega\delta)}$, $\varepsilon^{j\omega t}$, è uguale al vettore $\overrightarrow{CA}$, di modulo 2 sen $(\omega\,\delta/2)$, sfasato in ritardo dell'angolo $(\omega\,\delta/2) + (\pi/2)$ rispetto al vettore $\varepsilon^{j\omega t}$.

$$[3'] \quad e = \left(2 \mu b H_m v \cdot \operatorname{sen} \frac{\omega \delta}{2}\right) \cdot \varepsilon^{j\left(\omega t - \frac{\omega \delta}{2} - \frac{\pi}{2}\right)} = E_m \varepsilon^{j(\omega t - \Phi)},$$

ove :

$$[4] \quad \begin{cases} E_m = 2 \mu b H_m v \cdot \operatorname{sen} \dfrac{\omega \delta}{2} \\ \Phi = \dfrac{\omega \delta}{2} + \dfrac{\pi}{2}. \end{cases}$$

Dunque la forza elettromotrice e che si sviluppa nel telaio investito dall'onda elettromagnetica piana priva di attenuazione è una forza elettromotrice sinoidale, di pulsazione ω, di ampiezza E_m, in ritardo di fase dell'angolo Φ rispetto al campo magnetico che taglia il lato $B\,C$ del telaio. Si rileva che e è in quadratura con la forza elettromotrice che si svilupperebbe in un'antenna rettilinea verticale innalzata dal punto medio del lato l del telaio, perchè la fase di quest'ultima, identica alla fase del campo in quel punto, sarebbe $\omega t - (\omega \delta / 2)$.

E' facile verificare che, come si è detto innanzi, al medesimo risultato si perviene considerando l'effetto del campo elettrico.

Invero, indicando con F_m il valore massimo del campo elettrico nell'intorno di spazio che ci interessa, si ha per f (valore istantaneo in ogni punto dell'intorno) un'espressione simile alla [2], cioè :

$$f = F_m \varepsilon^{j \omega \left(t - \frac{x}{v}\right)},$$

ed essendo per la [1] $f = \mu v h$, si può scrivere :

$$[5] \quad f = \mu v H_m \varepsilon^{j \omega \left(t - \frac{x}{v}\right)}.$$

E poichè (tenendo conto dell'orientamento del vettore $\vec{f}$) il valore istantaneo della forza elettromotrice, che si sviluppa nel quadro per effetto del campo elettrico, è uguale alla differenza dei valori istantanei della forza elettromotrice nei lati verticali b, si ha subito :

$$e = \mu v H_m b \cdot \left(\varepsilon^{j(\omega t - \omega \delta)} - \varepsilon^{j \omega t}\right),$$

che coincide con la formula [3].

Vediamo ora come varia il valore massimo E_m della forza elettromotrice e in funzione dell'angolo α. La prima delle [4] ci presenta E_m come funzione composta trascendente di α; ma per il caso a cui vogliamo ora limitare il nostro esame, cioè per il caso in cui le dimensioni del telaio siano molto piccole rispetto alla lunghezza dell'onda elettromagnetica ($l \ll \lambda$), si può lecitamente porre :

$$\operatorname{sen} \frac{\omega \delta}{2} = \frac{\omega \delta}{2}$$

ricordando che $\delta = l (\cos \alpha)\, v$ e che pertanto $\omega \delta / 2 = \pi\, l (\cos \alpha) / \lambda$. Ed allora la prima delle [4] prende la semplice forma :

[4']
$$E_m = \frac{2 \mu b H_m \nu \pi l}{\lambda} \cdot \cos \alpha,$$

cioè il valore massimo (e quindi anche il valore efficace E) della forza elettromotrice, che si sviluppa in un circuito chiuso di forma piana qualsiasi ([4]) (disposto verticalmente) per effetto di un campo elettromagnetico che si propaghi in direzione orizzontale, è funzione lineare del coseno dell'angolo tra la direzione di propagazione e il

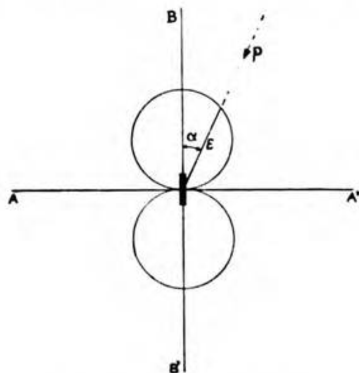


Fig. 3. — Diagramma di ricezione dell'antenna a telaio.

piano del circuito, pur che la dimensione orizzontale l di questo sia tale, rispetto alla lunghezza d'onda λ, da potersi considerare:

$$\text{sen} \frac{\pi l \cos \alpha}{\lambda} = \frac{\pi l}{\lambda} \cos \alpha.$$

Il diagramma polare di ricezione del circuito risulta dunque rappresentato da due cerchi tangenti nel polo, come mostra la fig. 3 ([5]).

([4]) Ricordiamo quanto si è detto nella nota ([1]) circa la generalità del procedimento analitico.

([5]) Alle stesse conclusioni si giunge molto speditamente ammettendo a priori che sia $l \ll \lambda$ e che la forza elettromotrice indotta si possa dedurre attribuendo al campo magnetico la stessa fase in ogni punto dell'area del telaio.

Si ha allora:

$$\varphi = \mu h S \cos \alpha = (\mu H_m S \cos \alpha) \cdot \varepsilon^{j \omega t},$$

$$e = -\frac{d \varphi}{d t} = -(j \mu \omega H_m S \cos \alpha) \cdot \varepsilon^{j \omega t} = (\mu \omega H_m S \cos \alpha) \cdot$$

$$\cdot \varepsilon^{j\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)} = \left(\frac{2 \mu H_m \pi \nu b l}{\lambda} \cos \alpha\right) \cdot \varepsilon^{j\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)};$$

la quale coincide con le espressioni prima trovate, se si tien conto che

Per determinare la direzione di propagazione dell'onda elettromagnetica basta dunque determinare le posizioni del circuito (facendolo ruotare intorno a un asse verticale) cui corrispondono i massimi od i minimi della forza elettromotrice indotta. E' preferibile fare la determinazione per mezzo del minimo, perchè per esso si hanno condizioni più favorevoli per ottenere una migliore approssimazione, come si vede dalla variabilità della funzione E rispetto ad α:

$$\frac{dE}{d\alpha} = 0 \text{ per } \alpha = 0 \, , \quad \frac{dE}{d\alpha} = \text{max per } \alpha = \frac{\pi}{2} \, .$$

4. - Applicazione pratica del principio ai radiogoniometri a telai girevoli ed ai radiogoniometri a telai fissi.

Schematicamente il circuito di un radiogoniometro a telaio girevole è costituito come in fig. 4. Le spire sono avvolte su un sostegno rigido verticale di forma generalmente quadrata o circolare, girevole

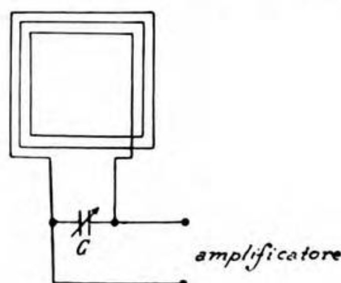


Fig. 4. — Disegno schematico del radiogoniometro a telaio girevole. C - condensatore di accordo.

intorno all'asse mediano verticale. Un indice solidale col telaio dà la lettura, su un cerchio graduato orizzontale, dell'orientamento azimutale del piano del telaio. Nei radiogoniometri navali lo zero della graduazione corrisponde alla direzione della prora; nei radiogoniometri terrestri corrisponde alla direzione del nord.

Il rilevamento della stazione trasmittente viene effettuato definendo l'orientamento del telaio per il quale si ottiene il minimo di intensità nella ricezione dei segnali. E' da osservare che il sistema

qui la fase di riferimento è quella del campo magnetico nella zona media del telaio.

Di fronte ai pregi di semplicità di tale deduzione, sta il difetto della evidente minore generalità e dell'apparente contraddizione tra il procedimento di calcolo basato sulla considerazione del campo magnetico e quello basato sulla considerazione del campo elettrico. Nel secondo procedimento infatti si è costretti a tener conto della differenza di fase fra i campi elettrici corrispondenti ai due lati verticali del telaio, laddove la stessa differenza di fase fra i campi magnetici viene trascurata nel primo.

« del minimo » offre bensì, come si è detto, in linea di principio il vantaggio di una maggiore precisione, ma presenta l'inconveniente che proprio all'istante della determinazione si fa svanire il segnale. Ciò, quando vi sono disturbi parassiti nel ricevitore, può rendere difficoltosa la determinazione. Per ovviare all'inconveniente sono stati proposti vari sistemi che non sono tuttavia diffusi in pratica.

Ricordiamo tra questi il radiogoniometro Blondel, costituito da due telai *A* e *B* verticali, sostenuti da una piattaforma orizzontale girevole intorno all'asse verticale *O* (fig. 5). L'angolo β formato dai piani dei due telai può essere variato dall'operatore, ma sempre in modo che la bisettrice passi per il punto indice *i* della piattaforma girevole. Un commutatore permette di inserire il ricevitore alternativamente su ciascuno dei due telai. Il rilevamento si effettua facendo ruotare la piattaforma intorno all'asse *O* sino a trovare la po-

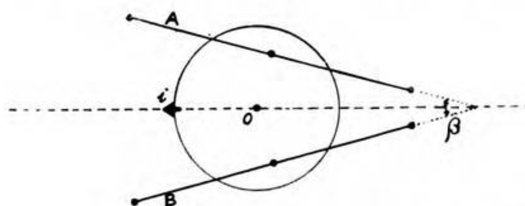


Fig. 5. — Radiogoniometro Blondel.

sizione in cui (nella zona di minimo) si ha uguale intensità di ricezione per entrambi i telai; i quali devono naturalmente essere rigorosamente accordati sull'onda della trasmissione. Variando l'ampiezza dell'angolo β l'operatore può ottenere l'intensità di ricezione più conveniente per un buon confronto, avvicinandosi per quanto possibile (in relazione ai disturbi) al minimo del diagramma della fig. 3.

Nei radiogoniometri a telaio girevole, per effetto delle limitate dimensioni che occorre dare ai telai, affinchè gli apparati possano risultare di pratico impiego (specialmente a bordo delle navi e degli aerei), il valore della forza elettromotice in giuoco è piccolissimo (dell'ordine di qualche microvolt). E' quindi necessario effettuare una forte amplificazione per poter eseguire l'ascolto e determinare il rilevamento della stazione trasmittente. Per tale motivo i radiogoniometri a telaio girevole non poterono aver pratica attuazione sino a quando non fu abbastanza progredita la tecnica degli amplificatori, cioè sino all'adozione dei tubi elettronici.

Ma già molto tempo prima, e cioè nel 1907, al problema della radiogoniometria era stata data un'elegante soluzione da E. Bellini e da A. Tosi per mezzo di un geniale artifizio, che ancor oggi trova impiego in taluni tipi di apparecchi [6]. L'artifizio consiste nel produrre in una regione limitata un campo magnetico di egual direzione

---

[6] Il sistema Bellini e Tosi è applicato anche nel moderno radiogoniometro Marconi tipo D.F.G. 9 A per uso navale e terrestre.

del campo dell'onda in arrivo, e di intensità sufficiente per agire su un minuscolo telaio mobile, costituito da una piccola bobina esploratrice.

Allo scopo due telai fissi verticali A e B (fig. 6) identici, normali tra loro, simmetrici rispetto all'asse verticale comune, sono collegati in serie rispettivamente con due bobine a e b identiche, disposte in modo che i campi magnetici $\vec{H}_a$ $\vec{H}_b$ da esse prodotti, quando sono attraversate da corrente, siano normali ai piani dei rispettivi telai.

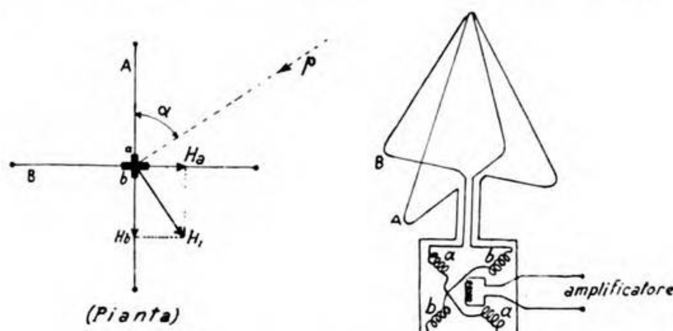


Fig. 6. — Radiogoniometro a telai fissi.

Le forze elettromotrici che si sviluppano nei circuiti dei telai per effetto di un'onda elettromagnetica proveniente da una generica direzione p hanno la stessa fase, e con l'approssimazione sopra ammessa [sen $(\omega\,\delta/2) = \omega\,\delta/2$], i loro valori efficaci sono proporzionali rispettivamente al coseno e al seno dell'angolo α che la direzione p forma col piano del telai A. Lo stesso dicasi delle correnti generate da tali forze elettromotrici (se i circuiti dei telai sono uguali elettricamente oltre che geometricamente); quindi anche dei campi magnetici $\vec{H}_a$ $\vec{H}_b$ prodotti dalle bobine a b (7). Il campo magnetico risultante $\vec{H}_r = \vec{H}_a + \vec{H}_b$ ha dunque direzione normale alla p, ha cioè la medesima direzione del campo dell'onda elettromagnetica in arrivo (8).

(7) E' evidente che non è necessario che i vettori $\vec{H}_a$ $\vec{H}_b$ siano normali ai piani dei telai A e B, ma che è sufficiente e necessario, che essi siano complanari e normali tra loro. In tal modo si ha sempre la corrispondenza lineare biunivoca tra la direzione del vettore risultante $\vec{H}_r = \vec{H}_a + \vec{H}_b$ e la direzione p.

(8) La disuguaglianza nelle caratteristiche elettriche dei due telai, ancorchè questi fossero uguali geometricamente, darebbe luogo a una differenza di fase dei due campi $\vec{H}_a$ $\vec{H}_b$, quindi il campo risultante sarebbe polarizzato ellitticamente. Ciò porterebbe a una diminuzione di precisione nella determinazione del rilevamento.

Nei primi radiogoniometri a telai fissi, in serie col circuito di

Poichè i valori efficaci dei campi $\vec{H}_a$ $\vec{H}_b$, e quindi del campo $\vec{H}_r$, sono tanto più grandi quanto più grandi sono le dimensioni dei telai (dimensioni che possono raggiungere valori notevoli, dell'ordine di 25-30 metri di altezza e di lunghezza nel caso di aerei fissi), si vede che la determinazione della direzione di $\vec{H}_r$ può essere effettuata agevolmente con una piccola bobina girevole intorno a un asse normale al piano dei vettori $\vec{H}_a$ $\vec{H}_b$. Non può sfuggire l'importanza di questo geniale artifizio, che rese possibile l'avvento della radiogoniometria in epoca in cui la radiotelegrafia era ancora, se non proprio ai primi passi, per lo meno nella prima fase dei suoi più meravigliosi e rapidi sviluppi.

---

di ciascun telaio era inserito un condensatore variabile (fig. 6 *a*) per l'accordo dei circuiti sull'onda da ricevere. Tale accordo, che doveva essere ottenuto rigorosamente per evitare differenze di fase tra le correnti e quindi tra i campi magnetici dei due telai, veniva effettuato con l'ausilio di un piccolo produttore di oscillazioni locali (ondametro cicala) capace di emettere oscillazioni smorzate di frequenza regolabile entro la gamma di frequenze delle onde da ricevere. L'operazione, oltre ad essere molto delicata, causava perdita di tempo, a tutto svantaggio della rapidità delle determinazioni, rapidità che è da considerarsi uno dei requisiti più importanti nell'impiego dei radiogoniometri a scopi bellici.

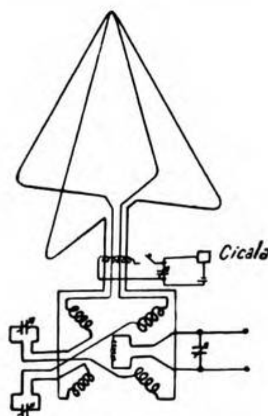


Fig. 6 *a*. — Radiogoniometro a telai fissi con aerei accordabili.

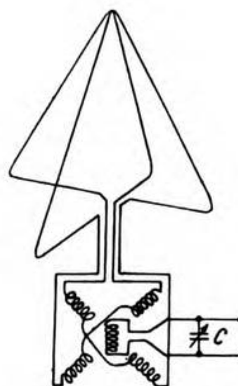


Fig. 6 *b*. — Radiogoniometro a telai fissi con aerei aperiodici.

Per questa ragione i radiogoniometri a telai fissi con aerei accordabili sono stati da tempo quasi completamente sostituiti da quelli con aerei aperiodici (fig. 6 *b*), in cui l'accordo si esegue agendo sul condensatore *C* che fa parte del circuito della bobina mobile, strettamente accoppiata con i campi delle bobine fisse.

5. - Eliminazione dell'ambiguità di 180° nel rilevamento (determinazione del senso del rilevamento).

Con i sistemi descritti si determina la direzione di propagazione dell'onda elettromagnetica, ma, stante la simmetria del diagramma polare di ricezione dei circuiti a telaio rispetto agli assi $A\,A'$, $B\,B'$ (fig. 3), non è possibile, senza ulteriori dispositivi, determinare il senso della propagazione, ossia eliminare l'ambiguità di 180° nel rilevamento della stazione trasmittente. Per risolvere il problema, che ha speciale importanza per le stazioni radiogoniometriche di bordo quando queste debbano rilevare altre navi, occorre deformare il diagramma della fig. 3, rendendolo asimmetrico almeno rispetto ad uno degli assi $A\,A'$, $B\,B'$.

Lo scopo si raggiunge per mezzo di un'antenna avente diagramma di ricezione circolare, sistemata in prossimità del radiogo-

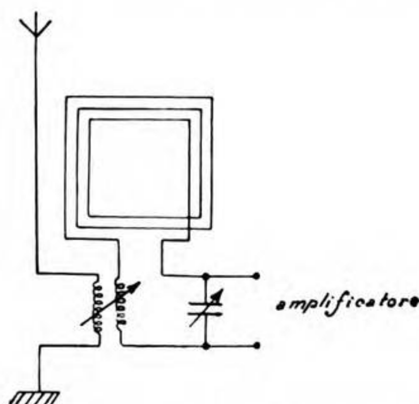


Fig. 7. — Sistema antenna-telaio per l'eliminazione dell'ambiguità di 180° nel rilevamento.

niometro, ed accoppiata induttivamente al circuito del telaio [9] con accoppiamento variabile entro ampi limiti (fig. 7). Per quanto si è detto nel § 2, la forza elettromotrice che si sviluppa nell'antenna è in quadratura con la forza elettromotrice e che si sviluppa nel telaio per effetto dell'onda elettromagnetica di cui si vuol determinare la direzione di propagazione [10], e se l'antenna è accordata per tale onda, anche la corrente che in essa si produce è in quadra-

[9] Ci riferiamo per semplicità al radiogoniometro a telaio girevole, ma è ovvio che in linea di principio il dispositivo è applicabile in maniera analoga ai radiogoniometri a telai fissi.

[10] Ciò è rigorosamente esatto, come detto nel § 2, per un'antenna rettilinea coincidente con l'asse verticale mediano del telaio. Nel caso di un'antenna posta a distanza d da tale asse i valori dello sfasamento tra le due forze elettromotrici variano da $(\pi/2) + 2\pi(d/\lambda)$ a $(\pi/2) - 2\pi(d/\lambda)$, al variare della direzione di propagazione.

tura con e; quindi la forza elettromotrice e_a indotta dall'antenna sul telaio è in fase o in opposizione di fase con e, a seconda che la stazione trasmettente si trovi dall'una o dall'altra banda dell'asse A A'. Il diagramma polare della forza elettromotrice risultante (cioè il diagramma di ricezione del sistema antenna-telaio), quando in particolare si siano regolati il valore dell'accoppiamento e il valore dell'intensità di corrente, che attraversa l'antenna, in modo da ottenere che il valore efficace di e_a sia uguale al valore efficace mas-

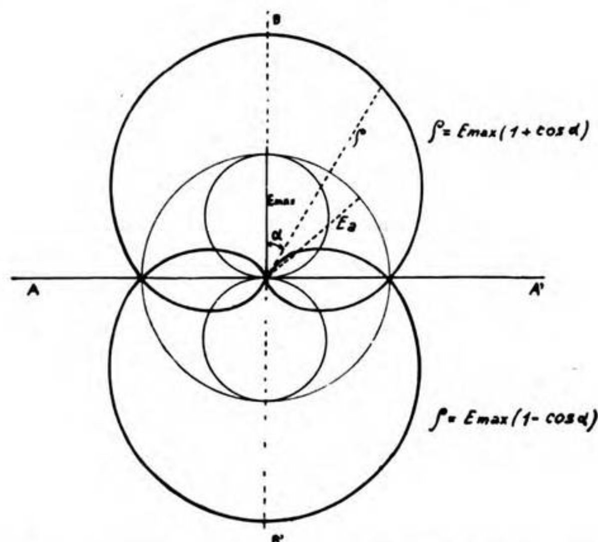


Fig. 8. — Diagramma di ricezione del sistema antenna-telaio.

simo di e, assume la forma indicata nella fig. 8, cioè la nota forma della cardioide $\rho = E_{max}$ $(1 \pm \cos \alpha)$ [11].

Dopo aver determinato il rilevamento della stazione trasmettente con l'ambiguità di 180° (col sistema del minimo secondo il diagramma della fig. 3, cioè con l'antenna A disaccoppiata), si riaccoppia l'antenna e si fa ruotare il telaio di circa 90° verso destra e verso sinistra, osservando per quale di queste due posizioni si ottiene la zona di minimo o di massimo della cardioide. In tal guisa l'ambiguità risulta eliminata, perchè, per un determinato senso dell'accoppiamento antenna-telaio, le posizioni di massimo e di minimo si scambiano all'invertirsi della direzione di propagazione dell'onda.

In pratica, allo scopo di togliere ogni dubbio circa la presenza di un minimo oppure di un massimo nella posizione « telaio ruotato di 90° », il senso dell'accoppiamento antenna-telaio può essere in-

[11] Il segno + o — corrisponde al senso dell'accoppiamento antenna-telaio.

vertito per mezzo del commutatore *I* (fig. 9); ponendo questo successivamente nelle posizioni 1 e 2, si può avere senza incertezza la percezione del minimo e del massimo. E' chiaro che dalla posizione

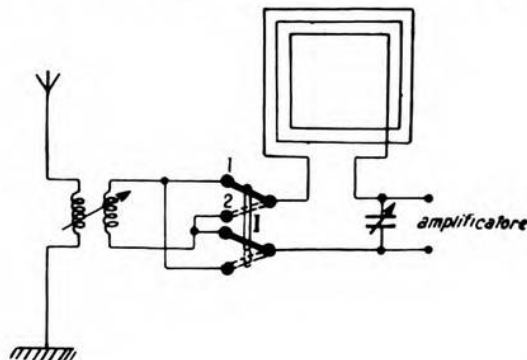


Fig. 9. — Dispositivo d'inversione del senso dell'accoppiamento antenna-telaio.

del commutatore per la quale si ottiene il minimo, o il massimo, si deduce l'indicazione del senso di propagazione dell'onda ([12]).

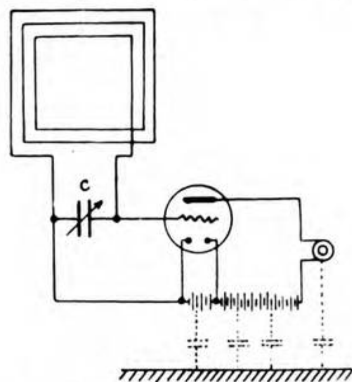


Fig. 10 *a*. — Asimmetria elettrica dovuta alla capacità degli accumulatori e dei circuiti di amplificazione e ricezione.

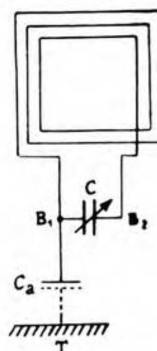


Fig. 10 *b*. — Schema del circuito asimmetrico equivalente a quello della fig. 10 *a*.

6. - Compensazione della dissimmetria elettrica dei sistemi radiogoniometrici.

Nei § 4 e 5 si è supposto che ie antenne a telaio dei radiogoniometri, agli effetti della captazione delle onde elettromagnetiche,

([12]) Il procedimento descritto è quello adottato in linea di principio dalla Telefunken e dalla Marconi. Come si vedrà nel paragrafo

si comportino esattamente come il telaio considerato nel § 3; si è pertanto supposto che il loro diagramma di captazione sia quello indicato nella fig. 3. Ma occorre osservare che in realtà, per la presenza del sistema amplificatore e ricevitore, i telai dei radiogoniometri perdono la loro perfetta simmetria elettrica (fig. 10 *a* e 10 *b*), così che in essi si genera, oltre la forza elettromotrice *e* sinora considerata, anche una forza elettromotrice indipendente dal loro orientamento. In altri termini essi si comportano, in quanto sono asimmetrici elettricamente, come antenne aperte; sono quindi in defi-

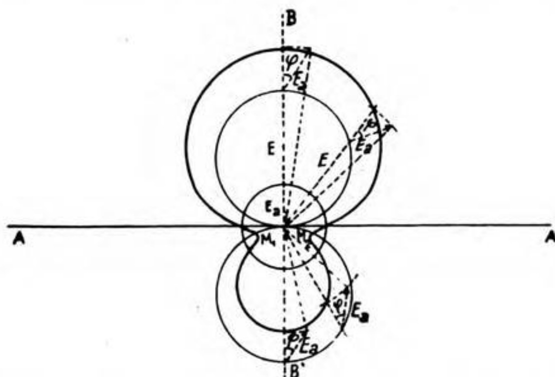


Fig. 11. — Diagramma risultante dagli effetti di antenna chiusa e di antenna aperta.
(Le f.e.m. E , E_a sono sfasate dell'angolo φ).

nitiva equivalenti ad un sistema captante costituito da un'antenna chiusa a telaio e da un'antenna aperta strettamente accoppiata con essa. Anche se i valori della forza elettromotrice indotta nell'antenna aperta sono assai piccoli (per essere l'asimmetria elettrica in generale piccola) gli effetti sul circuito a telaio sintonizzato sono tutt'altro che trascurabili. Il diagramma di ricezione della fig. 3 risulta quindi sensibilmente deformato; esso non è più costituito da due cerchi tangenti nel polo, ma è in generale asimmetrico rispetto all'asse $A\,A'$ e presenta due zone di minimo appiattite, come mostra la fig. 11, nella quale i raggi vettori ρ sono ottenuti dalla composizione delle forze elettromotrici E , E_a (in generale sfasate tra

---

seguente [nota (13)], l'ambiguità di 180° nella determinazione del rilevamento può anche essere eliminata senza ricorrere all'uso dell'antenna ausiliaria, poichè al diagramma di ricezione può essere data la forma di fig. 8 utilizzando opportunamente l'effetto di antenna aperta dei circuiti a telaio.

Su tale principio sono basati i sistemi adottati da Lyot e da Bellini (bibliografia 2 e 3).

loro di un angolo φ) dovute rispettivamente all'effetto dell'antenna chiusa, ed all'effetto dell'antenna aperta ([13]).

Per ottenere il rilevamento con un radiogoniometro avente un tale diagramma di ricezione, è necessario determinare le posizioni del telaio girevole (o della bobina mobile nel caso di radiogoniometri a telai fissi) corrispondenti ai minimi M_1 M_2 e quindi eseguire la media delle letture, la quale dovrebbe dare la direzione dell'asse $B\,B'$. Ma tale operazione, oltre che provocare una perdita di tempo, presenta l'inconveniente di una scarsa precisione, sia per la difficoltà di determinare con esattezza i minimi delle zone appiattite del diagramma, sia per effetto di possibili asimmetrie rispetto all'asse $B\,B'$. Conviene pertanto riportare il diagramma alla forma a otto della fig. 3; occorre cioè compensare l'effetto della forza elettromotrice di antenna aperta. Lo scopo può essere raggiunto eliminando l'asimmetria elettrica indicata nella fig. 10 *b* per mezzo del tratto di circuito $B_2\,C_a'\,T$, equivalente a $B_1\,C_a\,T$ (fig. 12), oppure sistemando in prossimità del radiogoniometro un'antenna aperta accoppiata induttivamente al circuito del telaio con accoppiamento variabile entro ampi limiti. Regolando opportunamente la reattanza di tale antenna, si può ottenere che la fase della corrente che in essa si genera sia

([13]) Se in particolare E ed E_a sono in quadratura, si ha il diagramma simmetrico della fig. 11 *a*. Se sono in fase, o in opposizione di fase, si ha il diagramma della fig. 11 *b*, composto di due dei quattro rami simmetrici della concoide del circolo (lumaca di Pascal), la quale

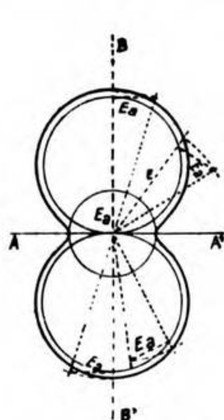


Fig. 11 *a*. — (Le f.e.m. E, E_a sono in quadratura).

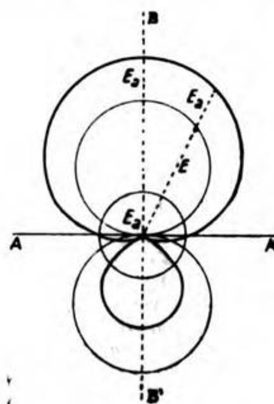


Fig. 11 *b*. — (Le f.e.m. E, E_a sono in fase).

si riduce alla cardioide della fig. 8 quando sia in particolare $E_{max} = E_a$. Si rileva quindi come sia possibile, magnificando nella misura opportuna l'effetto di antenna aperta, eliminare l'ambiguità del senso nella determinazione del rilevamento senza ricorrere all'uso dell'antenna ausiliaria, come si è accennato nella nota ([12]).

tale, che la forza elettromotrice indotta nel telaio (in quadratura con tale corrente) sia in opposizione di fase con la forza elettromotrice

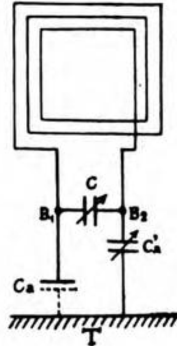


Fig. 12. — Eliminazione di asimmetria elettrica.

dovuta all'effetto di antenna aperta, e inoltre, regolando il valore dell'accoppiamento, si può ottenere che le due forze elettromotrici siano di uguale ampiezza e per conseguenza si elidano.

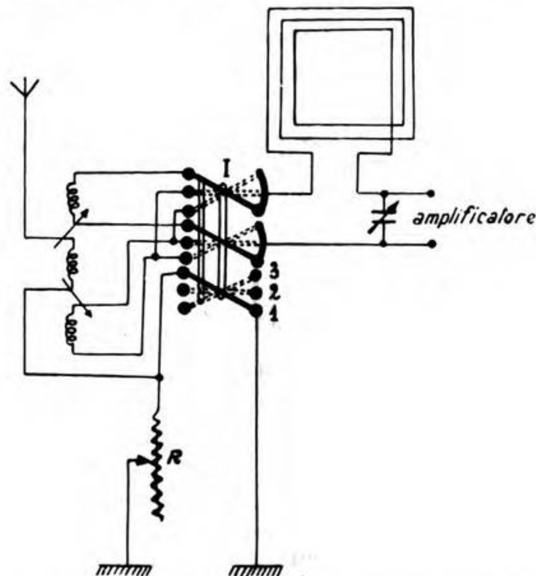


Fig. 13. — Schema di principio del radiogoniometro Telefunken tipo Spez. 114 N.

Nei radiogoniometri Telefunken e Marconi, si utilizza allo scopo la stessa antenna ausiliaria destinata ad eliminare l'ambiguità del

senso nel rilevamento. La fig. 13 mostra lo schema di principio adottato nel radiogoniometro Telefunken tipo Spez. 114 N.

Ponendo il commutatore *I* nella posizione 1 e regolando opportunamente gli elementi dell'antenna ausiliaria ed il suo accoppiamento con il telaio, si introduce in quest'ultimo una forza elettromotrice eguale e contraria a quella dovuta all'effetto di antenna, cioè si riporta il diagramma di ricezione a quello di fig. 3. In tali condizioni si determina il rilevamento, ancora affetto dell'ambiguità di 180°. Per eliminare quest'ultima si passa alle posizioni 2 e 3 del commutatore *I*, che introducono in serie con l'antenna ausiliaria la resistenza *R*; la quale basta ad assicurare la quasi identità di fase tra forza elettromotrice e intensità di corrente nell'antenna, mentre, opportunamente regolata, permette di conseguire condizioni abbastanza prossime a quelle del diagramma di fig. 8, così da assicurare l'eliminazione dell'ambiguità di 180° col procedimento indicato nel § 5.

7. - Deviazioni dei rilevamenti radiogoniometrici di bordo.

Quanto si è detto sulle teorie del funzionamento dei radiogoniometri è basato sul presupposto che il campo elettrico e il campo magnetico siano normali tra loro e normali alla direzione di propagazione dell'onda nello spazio occupato dal radiogoniometro. Questo strumento determina la direzione di propagazione orizzontale in tale intorno, ma ovviamente non può dirci nulla, per lo meno per via diretta, sul percorso precedente dell'onda.

Sappiamo che il raggio di propagazione può avere doppia curvatura, che cioè può subire deviazioni, sia nel piano verticale, sia nel piano orizzontale. Pertanto, anche nella suppozione di curvatura nulla nel piano verticale, la direzione che ci fornisce il radiogoniometro può differire sensibilimente dall'orientamento del piano verticale, che passa per la stazione trasmettente e per il radiogoniometro. L'errore può raggiungere il valore di alcune diecine di gradi ed essere anche fluttuante. Non ci fermiamo sulle cause di questo errore, che sono al di fuori del nostro dominio. Giova soltanto, a questo riguardo, mettersi nelle condizioni in cui tanto le cause quanto i rapporti tra effetti e cause siano i minimi possibili.

Si può accennare che, usando lunghezze d'onda opportunamente scelte (nel campo delle onde medie e lunghe), badando a non eseguire le determinazioni dei rilevamenti nelle ore crepuscolari, avendo cura di non riferirsi a stazioni trasmettenti separate dal radiogoniometro da terreni montuosi, e tanto meno da catene montuose di orientamento prossimo alla direzione di propagazione, evitando i casi in cui il raggio di propagazione dell'onda passa dalla terra al mare o viceversa con una inclinazione molto grande rispetto alla normale alla linea di costa, si può conseguire l'approssimazione di qualche grado nella determinazione dei rilevamenti, quando questa sia immune da errori (deviazioni) dovuti a cause locali. Di tali deviazioni giova ora brevemente trattare dal punto di vista pratico, senza soffermarci qui sugli aspetti teorici dell'importante argomento.

Le masse metalliche e i conduttori sopraelevati di bordo (dra-

glie, alberi, fumaiuoli, radioantenne, soprastrutture), quando investiti dall'onda elettromagnetica della quale si vuol determinare la direzione di propagazione, generano campi elettromagnetici secondari, che, componendosi col campo inducente dell'onda (che chiameremo campo principale), dànno luogo al campo risultante che agisce sul radiogoniometro.

Al variare dell'orientamento della prora della nave rispetto alla direzione di provenienza dell'onda, variano le condizioni relative tra il campo principale e le masse metalliche; pertanto ad ogni orientamento della nave corrisponde in genere un campo risultante diverso. Quando la nave ha compiuto un giro completo di orizzonte, ovviamente il campo risultante riprende lo stesso valore (in intensità e direzione) che aveva all'inizio del giro, cioè il campo che agisce sul radiogoniometro è funzione periodica (con periodo 2π) dell'angolo $2n\pi + R$, essendo $n = 0, 1, 2, \ldots$ ed R il rilevamento radiogoniometrico (angolo tra la direzione della prora e la direzione corrispondente al campo risultante, contato da 0 a 2π nel senso delle lancette dell'orologio).

La deviazione radiogoniometrica δ (angolo tra la direzione effettiva di propagazione dell'onda e la direzione determinata dal radiogoniometro, e cioè angolo tra le direzioni del campo principale e del campo risultante) è allora anch'essa funzione periodica dell'angolo $2n\pi + R$, con periodo 2π, e quindi in serie di Fourier è rappresentata da:

$$\delta = A_0 + A_1 \text{ sen } (R + \varphi_1) + A_2 \text{ sen } (2R + \varphi_2) + \ldots$$

o anche da:

$$\delta = A + B \text{ sen} R + C \cos R + D \text{ sen } 2R + E \cos 2R + \ldots$$

con:

$$A = A_0, \; B = A_1 \cos \varphi_1, \; C = A_1 \text{ sen } \varphi_1, \; D = A_2 \cos \varphi_2, \; E = A_2 \text{ sen } \varphi_2, \ldots$$

E' evidente l'analogia tra il problema in esame e quello delle *deviazioni delle bussole magnetiche a bordo di navi in ferro*. L'ago magnetico della bussola deve indicare, col suo orientamento, la direzione del meridiano magnetico, affinchè il navigante, conoscendo l'angolo tra il meridiano vero e il meridiano magnetico (declinazione magnetica), possa dedurre la direzione del nord vero. A terra, e in località lontana da cause magnetiche locali, l'ago si dispone secondo il meridiano magnetico, sollecitato dalla componente orizzontale H_1 del campo terrestre. Sulle navi in ferro, oltre il campo H_1, esiste in generale un campo H_2 dovuto al *magnetismo permanente* di bordo (ferro « duro », permanentemente magnetizzato durante la costruzione della nave), ed un campo H_3 (variabile con la direzione della prora), dovuto al *magnetismo temporaneo* indotto dal campo terrestre nel ferro dolce di bordo.

L'ago della bussola è sollecitato dalla risultante H dei tre campi H_1 H_2 H_3; tale risultante è variabile con la direzione della prora, e dopo un giro di orizzonte della nave assume lo stesso valore che aveva all'inizio del giro (a prescindere dall'isteresi); cioè gli ele-

menti che caratterizzano il campo risultante (argomento e modulo) sono funzioni periodiche (con periodo 2π) dell'angolo $2n\pi + P_b$, dove P_b è la « rotta alla bussola » o « prora alla bussola » (angolo tra la direzione verso cui si orienta l'ago della bussola e la direzione della prora, contato da 0 a 2π nel senso delle lancette dell'orologio).

Esprimendo in serie di Fourier la deviazione δ della bussola (differenza tra la direzione del nord magnetico e la direzione dell'ago a bordo, e cioè differenza tra la « rotta magnetica » e la « rotta alla bussola ») si hanno espressioni del tutto simili a quelle riportate per il radiogoniometro:

$$\delta = A_0 + A_1 \operatorname{sen}(P_b + \varphi_1) + A_2 \operatorname{sen}(2P_b + \varphi_2) + \ldots$$

o anche:

$$\delta = A + B \operatorname{sen} P_b + C \cos P_b + D \operatorname{sen} 2P_b + E \cos 2P_b + \ldots$$

L'azione del magnetismo permanente, essendo equivalente a quella di un magnete di posizione fissa rispetto alla bussola, ha carattere periodico con periodo uguale a un intero giro della nave; è quindi rappresentata nei termini della prima armonica della serie di Fourier (deviazione semicircolare). L'azione del magnetismo temporaneo ha invece caratteristiche molto complesse, poichè, col variare dell'orientamento della nave rispetto alla direzione del campo terrestre, varia (in intensità e direzione) il campo dovuto al magnetismo indotto nel ferro dolce di bordo. Ne segue che il ferro dolce dà luogo, oltre che a una parte della deviazione semicircolare rappresentata dai termini della 1ª armonica ([14]) (di periodo 2π), anche a una componente costante e ad una deviazione quadrantale (2ª armonica, di periodo π), a una deviazione sestantale (3ª armonica, di periodo $2\pi/3$) e via dicendo.

Generalmente, quando la deviazione δ non è di valore troppo elevato, essa risulta determinata con sufficiente approssimazione dalle due prime armoniche della serie e dal termine costante, che potrebbe essere considerato l'armonica di ordine zero e rappresenta l'effetto di eventuale errore nell'orientamento dell'indice della rosa e l'effetto della asimmetria dei magneti temporanei rispetto ai piani verticali (longitudinale e trasversale) passanti per la bussola.

Il problema della compensazione della bussola consiste nel fare in modo che la componente di H secondo il meridiano magnetico (forza direttiva) sia pressocchè uguale per tutte le rotte della nave, e che la deviazione δ sia la più piccola possibile. Per effettuare la compensazione si traccia la curva ([15]) rappresentante i valori della

([14]) Il campo inducente sul ferro dolce è costituito dal campo terrestre e dal campo del magnetismo permanente di bordo. Siccome quest'ultimo ha direzione fissa rispetto alla nave, l'induzione di esso sul ferro dolce dà luogo ad effetti (sull'ago della bussola) equivalenti a quelli prodotti da magneti permanenti, e pertanto dà luogo a deviazione di carattere semicircolare.

([15]) La curva si traccia con i valori delle deviazioni osservate durante due giri completi di orizzonte della nave, eseguiti in senso contrario allo scopo di eliminare gli errori dovuti ad isteresi.

deviazione in funzione della « prora alla bussola », $\delta = f\ (P_b)$; attraverso l'analisi armonica della curva si determinano i coefficienti della serie di Fourier, e si risale quindi al calcolo delle caratteristiche e delle posizioni dei magneti e delle masse o sbarre di ferro dolce equivalenti all'azione del magnetismo permanente e all'azione del magnetismo temporaneo di bordo.

Sistemando magneti permanenti e masse di ferro dolce in posizioni opportune, si annullano, o per lo meno si rendono assai piccole, le deviazioni e si rende praticamente costante la forza direttiva. Si costruisce poi la curva dei valori delle deviazioni residue, cioè la curva delle correzioni da apportare alle indicazioni della bussola per ottenere le rotte riferite ad nord magnetico ([16]).

Nel caso del radiogoniometro le cause delle deviazioni del campo elettromagnetico sono, come si è detto, i conduttori e le masse metalliche di bordo che, investiti dall'onda elettromagnetica, dànno luogo a campi elettromagnetici secondari. Questa azione può essere considerata equivalente a quella di un sistema di antenne verticali e di telai.

Le azioni equivalenti a quelle di antenne verticali, poichè consistono in un campo che non varia al variare del rilevamento, dànno luogo (come il magnetismo permanente nel caso della bussola) a deviazione di carattere semicircolare, mentre le azioni equivalenti a quelle di telai, generando un campo variabile in maniera complessa al variare del rilevamento, dànno luogo (alla pari del magnetismo temporaneo sulla bussola) a deviazioni di carattere meno semplice, rappresentate dalle varie armoniche della serie. In generale però, quando la frequenza propria dei telai equivalenti non è molto prossima alla frequenza delle onde da rilevare ([17]), le deviazioni rappresentate dalle armoniche di ordine superiore al 2° sono trascurabili, e si ha una prevalenza di deviazione quadrantale (2ª armonica), come si vede dalla fig. 14, osservando che ad esempio un telaio $A\ A'$, il cui piano passi per l'asse del radiogoniometro R_g, dà luogo a una

---

([16]) Generalmente è sufficiente eseguire la compensazione in maniera molto più speditiva, senza ricorrere al calcolo, compensando le deviazioni corrispondenti alle rotte cardinali e intercardinali, per successivi tentativi.

E' opportuno rilevare, che lo studio delle deviazioni e della compensazione della bussola magnetica è grandemente complicato dal fatto, che il campo magnetico terrestre varia da luogo a luogo (e principalmente con la latitudine magnetica) così in intensità, come in direzione. In cambio, nel caso del radiogoniometro, si ha la variabilità delle deviazioni in funzione della lunghezza d'onda, di cui è cenno più innanzi.

([17]) Quando i telai equivalenti sono in risonanza con l'onda inducente, la corrente che in essi si genera, e quindi il campo cui questa dà luogo, sono in quadratura con il campo inducente (perchè la forza elettromotrice indotta è in quadratura con tale campo). Ne segue che, oltre ad aversi notevole intensità del campo perturbatore, si ha anche polarizzazione ellittica del campo risultante, con conseguente incertezza nella determinazione del minimo.

deviazione che si annulla quattro volte (nei casi 1, 2, 3, 4) al variare di un intero giro di orizzonte della direzione di provenienza dell'onda.

Si comprende poi che un eventuale errore di orientamento del radiogoniometro (telaio - rosa - indice) o l'asimmetria rispetto ad esso (cioè rispetto ai piani longitudinali e trasversali passanti per il suo asse), dei circuiti assimilabili a telai, dànno luogo a una deviazione costante.

In definitiva le deviazioni radiogoniometriche di bordo possono essere rappresentate con sufficiente approssimazione dai primi cinque termini della serie di Fourier, purchè non vi siano circuiti ad an-

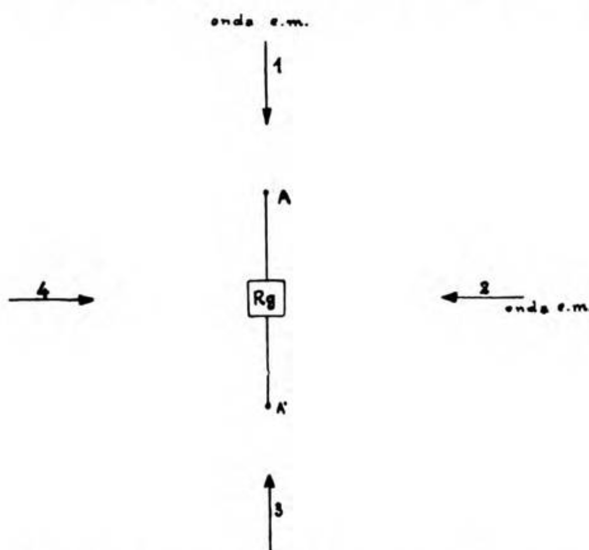


Fig. 14. — Direzioni di annullamento della deviazione.

tenna o circuiti a telaio molto prossimi alla risonanza per la gamma di onde da radiogoniometrare. Il primo termine A (parte costante) rappresenta la deviazione dovuta ad errori di orientamento, o in generale ad errori sistematici dello strumento, e all'azione di telai asimmetrici rispetto ai piani verticali longitudinali e trasversali passanti per il radiogoniometro. I termini $B \operatorname{sen} R$ e $C \cos R$ rappresentano prevalentemente deviazioni dovute a conduttori equivalenti ad antenne verticali. Il termine $D \operatorname{sen} 2R$ rappresenta deviazioni dovute a conduttori equivalenti a telai contenuti nei piani longitudinale e trasversale passanti per il radiogoniometro. Il termine $E \cos 2R$ rappresenta deviazioni dovute a conduttori equivalenti a telai contenuti nei piani passanti per il radiogoniometro, ed orientati per i rilevamenti 45° - 225°, 135° - 315°.

Per eseguire la compensazione dei radiogoniometri, in analogia a quanto vien fatto per la compensazione delle bussole, occorrerebbe

sistemare a bordo antenne e telai atti ad annullare gli effetti prodotti dai conduttori rispettivamente assimilabili ad antenne ed a telai. Si può tuttavia osservare che, mentre nel caso della compensazione delle bussole non vi sono difficoltà pratiche di attuazione, poichè si tratta di sistemare in posizioni opportune magneti permanenti e masse di ferro dolce, nel caso dei radiogoniometri, per compensare la parte prevalente della deviazione, che è la quadrantale dovuta all'azione di telaio esercitata dallo scafo della nave, occorrerebbe sistemare un telaio di dimensioni rilevanti. Ciò può riuscire in pratica piuttosto difficile, specie se si tien conto della evidente necessità di assicurare la costanza delle caratteristiche elettriche del telaio compensatore. Si preferisce perciò in molti casi di rinunciare alla compensazione, e dopo aver sistemato il radiogoniometro in maniera da ridurre al minimo l'entità delle deviazioni, e sopratutto in maniera tale che queste non siano variabili nel tempo ([18]), si procede alla determinazione della curva della deviazione δ in funzione del rilevamento radiogoniometrico ([19]), in modo da potere volta per volta correggere i rilevamenti misurati.

A rigore le deviazioni non sono indipendenti dalla lunghezza d'onda, e sarebbe quindi necessario determinare varie curve corrispondenti ad altrettante λ. Poichè tuttavia, tenuto conto delle dimensioni delle masse metalliche e dei conduttori di bordo, la variabilità delle deviazioni in funzione della lunghezza d'onda è notevole solamente per λ inferiori a 300-400 metri, è in pratica sufficiente determinare la curva delle deviazioni corrispondenti a un'onda media (da 500 a 1500 metri); tale curva è con buona approssimazione valevole per tutta la gamma di lunghezze d'onda utilizzabili in radiogoniometria con i sistemi di cui si è trattato.

BIBLIOGRAFIA

1 - R. Mesny: Usage des cadres et radiogoniométrie - E. Chiron, Paris, 1925.

2 - B. Lyot: Étude d'un cas particulier d'effet d'antenne sur un cadre de radiogoniomètre - Onde Él., 1924, III, p. 530.

3 - E. Bellini: Un nouveau radiogoniomètre avec levée du doute - Onde Él., 1924, III, p. 233.

4 - E. Bellini e A. Tosi: Un système directif de radiotélégraphie - El. Eng., 1907, II, p. 771; e 1908, III, p. 348.

5 - J. Robinson: A method of direction finding of wireless waves and its applications to aerial and marine navigation - Radio Rev., 1920, I, p. 213 e 265.

6 - J. Holligworth: Directional measurements with the R. A. F. System - Radio Rev., 1921, II, p. 282.

7 - F. Vicedomini: Le deviazioni radiogoniometriche a bordo - Pubbl. R. I. E. C., 1932, 70.

([18]) Ciò si ottiene principalmente sistemando il radiogoniometro in posizione la più alta possibile, analogamente a quanto vien fatto per le bussole.

([19]) La curva si determina rilevando col radiogoniometro (in un giro completo di orizzonte della nave) una stazione trasmettente di cui sia noto il «rilevamento vero».

RECENSIONI

APPLICAZIONI VARIE.

G. Biasi — **Bilanciamento dinamico dei rotori sui loro stessi supporti.** **(En. El., gennaio 1934, XI, 1, pag. 31-35, con 7 fig.).**

Si descrive un dispositivo utilizzabile per il bilanciamento dinamico dei rotori, e particolarmente adatto per macchine già in servizio. Esso permette di rilevare lo spostamento del supporto della macchina in esame rispetto ad un punto fisso, in corrispondenza ad una qualsiasi determinata posizione angolare del rotore, e di tracciare quindi per punti la curva di tali spostamenti.

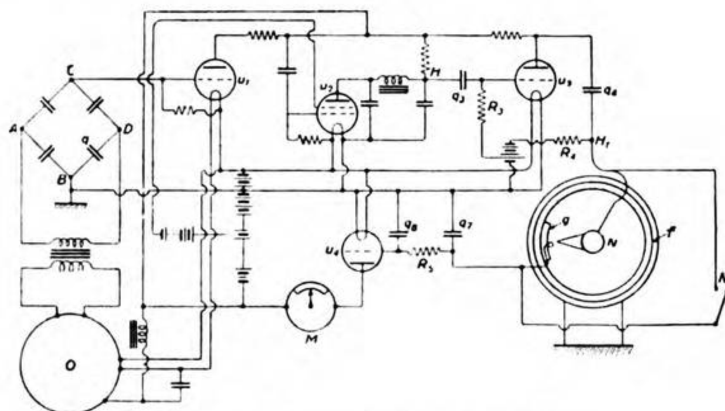


Fig. 1. — Schema elettrico del dispositivo per rilevare le vibrazioni dei supporti.

Lo schema elettrico (fig. 1) contiene un oscillatore a frequenza acustica *O* che alimenta i due punti *A* e *D* di un ponte di capacità non equilibrato, *A B C D*. Il condensatore *q* ha un'armatura fissa e l'altra meccanicamente collegata con il supporto della macchina; la sua capacità varia quindi con le vibrazioni di questa, producendo nel punto *C* variazioni di potenziale che modulano la tensione a frequenza costante prodotta dall'oscillatore. Dopo amplificazione e rettificazione (tubi u_1 e u_2), si ottiene una tensione che riproduce le vibrazioni del supporto e che risulta variabile con frequenza relativamente bassa; essa viene ulteriormente amplificata (tubo u_3) e finalmente agisce sulla griglia del tubo u_4 nel cui circuito anodico è inserito il milliamperometro *M*: le indicazioni di questo corrispondono agli spostamenti del supporto.

Nella figura è visibile, a destra in basso, il dispositivo che permette di rilevare lo spostamento in corrispondenza delle varie posizioni angolari del rotore. Se si chiude il contatto N_1 e si annulla il valore della resistenza R_5, la corrente anodica del tubo u_4 segue la legge dello spostamento del supporto durante ogni giro. Se invece, con lo schema di fig. 1, si utilizza il contattore rotante (di cui l'elemento N è calettato sull'albero della macchina e l'elemento g è fissabile in qualunque posizione periferica), si ottiene in M una lettura dipendente dal valore



Fig. 2. — Curva rilevata sul supporto di un tornio sbilanciato.

dello spostamento del supporto, corrispondente alla posizione angolare prescelta. Nella fig. 2 è riportato un esempio di diagramma, ottenuto per punti in tal mdo, sperimentando sul supporto di un tornio portante un disco sbilanciato (massa eccentrica di 60 g a 10 cm dall'asse, rotante a 600 giri al minuto).

Nel lavoro originale è poi esposto il metodo per utilizzare questi rilievi allo scopo del bilanciamento dinamico dei rotori. *P. P.*

ELETTROCOMUNICAZIONI A ONDE CONVOGLIATE.

F. Kirschstein e J. Laub — **Telefonia ad alta frequenza su fili, con onde portanti corte.** (E. N. T., dicembre 1933, X, 12, pag. 457-466, con 5 fig.).

Sono state eseguite esperienze di telefonia ad onde convogliate su linea aerea bifilare in rame di 4 mm di diametro (e successivamente anche su una linea in ferro da 3 mm), con frequenze vettrici comprese tra 60 e 7500 kHz; e si è trovato che l'attenuazione per kilometro varia in funzione della frequenza (fig. 1) secondo la legge:

$$\beta = k\sqrt{f}.$$

Alla stessa espressione (con uguale coefficiente k) si giunge calcolando β con la formula:

$$\beta = \frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}},$$

ove la resistenza R alla frequenza considerata è ottenuta dalla:

$$\frac{R}{R_0} \backsimeq \frac{r_0}{2} \sqrt{\pi \cdot f \cdot x \cdot \mu}$$

(R_0 resistenza per corrente continua, r_0 raggio, x conduttività, μ permeabilità magnetica del conduttore), valida nell'ipotesi che la distanza fra i conduttori sia tanto grande rispetto al raggio, che in essi si possa ritenere la corrente distribuita simmetricamente rispetto all'asse.

Resterebbe quindi provato che la propagazione, anche per le più alte frequenze considerate, segue la legge espressa dalle equazioni dei telefonisti e che le perdite per radiazione (che si manifesterebbero con un aumento di β rispetto al valore calcolato) sono trascurabili. Tale circostanza è stata anche confermata da ascolti effettuati in prossimità

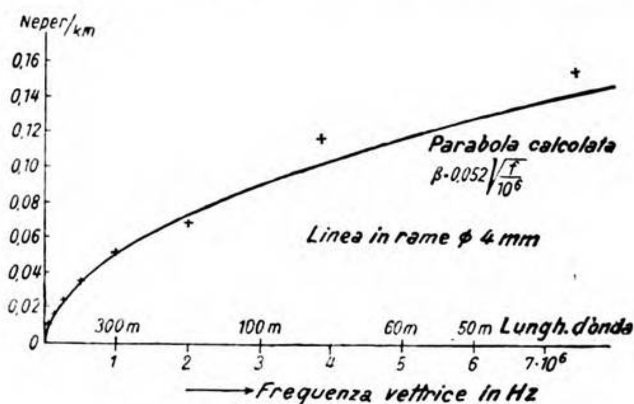


Fig. 1. — Attenuazioni di una linea aerea.

della linea, mediante i quali è stato rilevato che la ricezione, in corrispondenza di un livello di tensione di 5 V tra i conduttori, cessa completamente a 250 e 100 m di distanza, rispettivamente per le onde di 600 e 40 m. Resta da stabilire con precisione quale entità abbiano le perdite derivanti da accoppiamenti induttivi e capacitivi con linee vicine.

I sistemi pratici di telefonia ad onde convogliate fanno uso di frequenze vettrici che non superano i 50 kHz. Le ragioni di tale limitazione risiedono sia nei dubbi (che i risultati citati dimostrano infondati) nutriti circa il modo di propagarsi delle correnti a più alta frequenza lungo fili, sia nella necessità di non superare, per un tratto di linea compreso tra due amplificatori successivi, attenuazioni di esercizio di 4-5 neper. Ma durante le prove in oggetto è stato accertato che il livello relativo dei disturbi è, alle frequenze più alte, notevolmente più basso, sicchè si possono ammettere, senza inconvenienti, attenuazioni di esercizio di 10-12 neper. Le portate raggiungibili senza amplificazione intermedia (fig. 2), calcolate in base a questo limite ed ai valori di attenuazione unitaria di fig. 1, risultano, almeno per le onde superiori a 200 m, abbastanza grandi; e tali che siffatte onde,

dal punto di vista dell'attenuazione, paiono adatte a soddisfare alle esigenze di un servizio commerciale. E' però ancora da vedere, come tali onde si comportino rispetto alla diafonia, sebbene qualche prova sommaria, eseguita sui circuiti portati dalla stessa palificazione della linea in prova, autorizzi a ritenere che, anche sotto questo rapporto, non vi siano serie difficoltà.

Le esperienze riferite avevano lo scopo specifico di studiare la possibilità di trasmissioni di televisione su filo; pur tuttavia anche per la telefonia ordinaria le alte frequenze vettrici presenterebbero notevoli vantaggi. Verrebbe ad aumentare considerevolmente il numero di

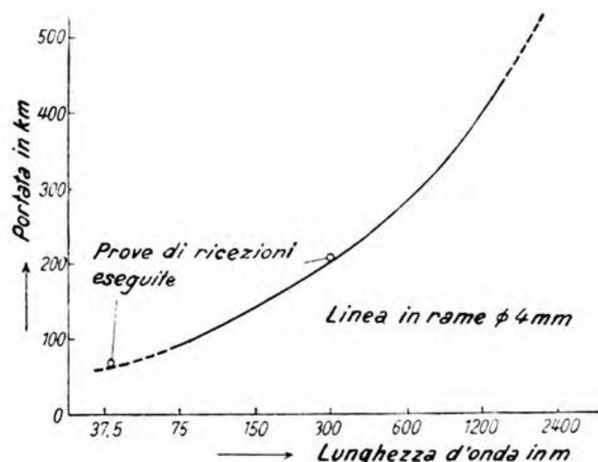


Fig. 2. — Portata in kilometri in funzione della frequenza vettrice.

canali utilizzabili su ciascun circuito; le apparecchiature risulterebbero più semplici e meno dispendiose (e pertanto convenienti anche per linee di breve lunghezza), giacchè ai costosi filtri di banda, necessari per le basse frequenze, basterebbe sostituire in ricezione semplici circuiti accordati, seguiti da amplificatori-rettificatori di costituzione e dimensioni analoghe a quelle di un ricevitore radiofonico.

Il trasmettitore usato nelle prove era un generatore da 5 W modulato a corrente costante; per ottenere una ricezione priva di disturbi, la tensione all'arrivo doveva essere di almeno 1 mV, se si faceva uso di un amplificatore di alta frequenza aperiodico; mentre bastavano 300 μV se tra la linea e il ricevitore venivano interposti due circuiti accordati ad accoppiamento lasco.

Le attenuazioni misurate per la linea in ferro risultavano, naturalmente, proibitive; mentre assai adatte dovrebbero essere le linee bimetalliche.

Analoghe esperienze sono state eseguite su linee telefoniche urbane in cavo; anche per queste le attenuazioni risultano elevate e le portate utili limitate a pochi kilometri; sufficienti tuttavia a consentire, nei limiti ordinari di estensione di una rete urbana, di distribuire agli utenti, senza interrompere o disturbare le comunicazioni telefoniche

ordinarie, svolgentisi sullo stesso circuito, le correnti modulate dei programmi radiofonici. Queste ultime potrebbero essere ricevute dall'utente con un apparecchio economico a 2 o 3 tubi, capace di un guadagno complessivo di 8-10 neper. *E. Cr.*

FISICA GENERALE.

A. Gemelli e G. Pastori — **Ricerche elettroacustiche del timbro della voce umana.** (Acta P. Ac. Sc. Nov. Lync., 17 dicembre 1933, LXXXVII, 1, pag. 30-39, con 4 fig. e 1 tav.).

Continuando gli studi sperimentali sulla voce umana (1), gli AA premettono che gli oscillogrammi delle vocali presentano differenziazioni morfologiche che si possono suddividere in tre tipi secondo che derivano dalla vocale pronunziata, dal tipo di voce (maschile o femminile) o da fattori individuali costanti per uno stesso soggetto. Le caratteristiche

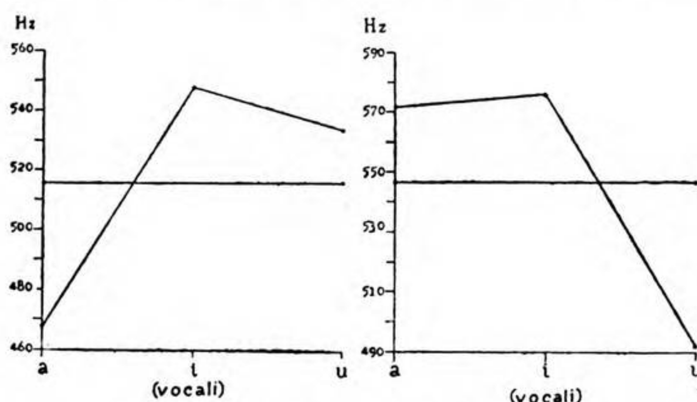


Fig. 1. — Deviazioni dalla frequenza media fondamentale per le tre vocali tipiche (*a*, *i*, *u*) in due voci femminili di frequenza media poco diversa.

di quest'ultimo tipo sono quelle studiate nel presente lavoro come elementi del timbro di voce, intendendosi per timbro quel complesso di caratteri, indipendenti dall'altezza e dall'intensità, che differenziano fra loro i singoli suoni. Analizzando le curve cicliche delle vocali, si conclude che sono tre gli elementi principali che influenzano il timbro della voce.

1) Per ogni soggetto si può definire una frequenza media (costante) del tono fondamentale della voce: essa risulta dalla media delle frequenze (costanti) di ognuna delle vocali fondamentali *a*, *i*, *u*. In soggetti con tono fondamentale eguale o molto simile, si possono riscontrare notevoli diversità nei valori delle frequenze di ognuna delle vocali fondamentali, dai quali risulta la media generale (fig. 1).

2) Come è noto, l'ampiezza relativa delle armoniche presenti è uno degli elementi che più influenzano il timbro della voce. Dall'ana-

(1) A. F., 1933, II, p. 123.

lisi di voci con frequenze fondamentali molto vicine, si rileva come curve periodiche, pur tra loro molto simili, possano differire per il numero e l'ampiezza delle armoniche presenti. In particolare hanno importanza il rapporto tra le ampiezze della fondamentale e della sua ottava, e la presenza di armoniche di ordine elevato e di piccola intensità. In fig. 2 si riporta, ad esempio, la composizione relativa della

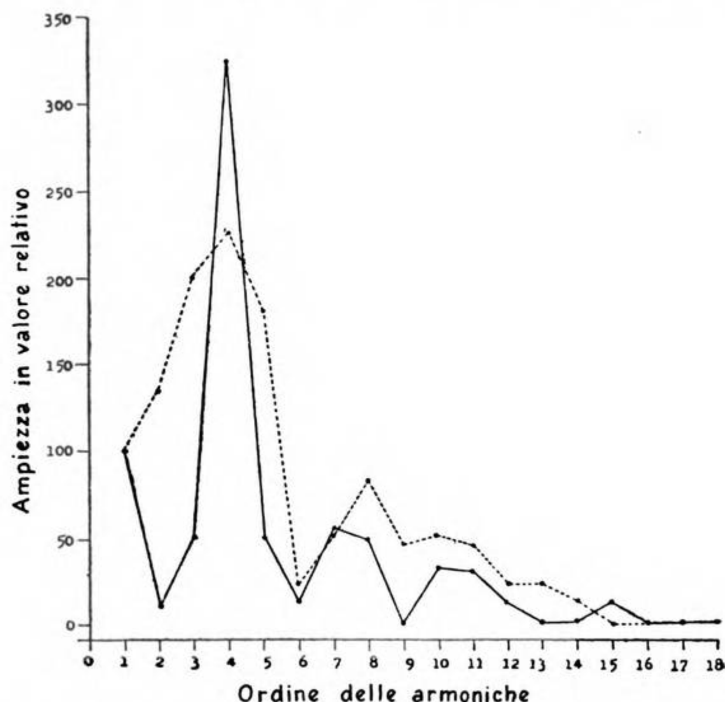


Fig. 2. — Confronto fra i valori delle componenti armoniche della vocale *a* emessa da voci femminili con frequenza fondamentale poco differente:

———— soggetto 1: frequenza fondamentale 572 Hz;
- - - - - - - - soggetto 2: frequenza fondamentale 468 Hz.

vocale *a* pronunciata da due voci femminili; in ascisse si ha l'ordine dell'armonica, in ordinate l'ampiezza relativa riferita alla fondamentale (presa eguale a 100).

3) Se si esamina infine l'oscillogramma di una vocale, si può rilevare come il «profilo» della curva ciclica presenti, col passare da un ciclo ai successivi, variazioni graduali e continue (fig. 3). Si considerino due oscillogrammi apparentemente poco dissimili, relativi alla stessa vocale pronunziata da due voci di tono fondamentale molto vicino, e si applichi il metodo di Fourier per l'analisi armonica di un loro egual numero di cicli successivi. Se questi cicli vengono classificati, secondo la loro curva d'analisi, in due tipi estremi ed in un

terzo tipo intermedio (che raccolga tutti i cicli non appartenenti ai due primi), si trova che per una stessa voce i tipi estremi sono assai divergenti e che invece le coppie di tipi estremi sono simili fra le due

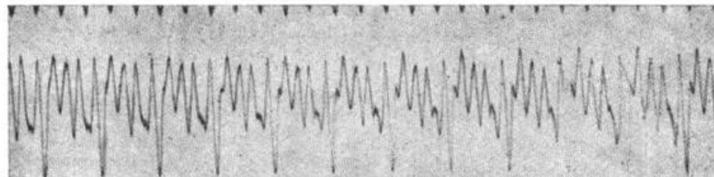


Fig. 3. — Esempio di oscillogramma della vocale *a* pronunziata da voce maschile (frequenza fondamentale 432 Hz).

voci. Contando i cicli appartenenti ai tre tipi per ciascuna delle voci, si ottengono terne di numeri molto diverse. Questo rivela un nuovo elemento essenzialmente individuale, atto a caratterizzare il timbro.

P. P.

FOTOELETTRICITA'.

A. Neubauer — **Raggi ultrarossi e loro applicazione nelle comunicazioni.** (F. T. M. H., aprile 1933, 4, pag. 143-146, con 9 fig.).

Si espone una breve rassegna dei sistemi più importanti di fotocomunicazioni con raggi ultrarossi, con particolare riguardo agli apparati trasmettitori che impiegano un flusso luminoso convenientemente filtrato e modulato a frequenza acustica. Vengono così considerate la lampada a luminescenza, la cellula di Kerr e la lampada ad arco (arco di Duddell), e per ognuna, separatamente, è dato lo schema di montaggio elettrico per l'effettuazione della modulazione. E' inoltre descritta una particolare lampada a luminescenza, in elio, recentemente costruita dalla Telefunken, la quale è capace di fornire una sorgente luminosa assai intensa e concentrata, ricca di radiazioni ultrarosse e facilmente modulabile anche a frequenze ultraacustiche.

Dopo un cenno sugli schemi più in uso per i ricevitori di fotocomunicazioni costituiti in generale da una cellula fotoelettrica e da un amplificatore a tubi elettronici per frequenze acustiche, sono infine descritte alcune altre note applicazioni dei raggi ultrarossi: apparecchiature fotoelettriche per segnali d'allarmi, fotografia con raggi ultrarossi, e simili.

C. P.

IMPIANTI E ACCESSORI RADIOTECNICI.

R. Bechmann — **Evoluzione del comando a quarzo nei trasmettitori Telefunken di grande potenza.** (Telefunken Zeit., aprile 1933, XIV, 63, pag. 17-29, con 19 fig.).

R. Bechmann — **Su nuovi tipi di oscillatori a quarzo a temperatura costante.** (E. N. T., settembre 1933, X, 9, pag. 371-376, con 10 fig.).

La Telefunken, per ottenere dai suoi piezooscillatori la stabilità elevata di frequenza richiesta per i moderni trasmettitori, ne ha perfezionato di recente la costruzione. Gli schemi elettrici sono tuttora

quelli classici, ed i perfezionamenti si riferiscono quasi esclusivamente al disegno del portaquarzo e del relativo termostato.

Il portaquarzo è rappresentato in sezione nella fig. 1; la lamina *Q* (di sezione circolare e tagliata normalmente all'asse elettrico del cristallo) non tocca gli elettrodi *E*, ma è sostenuta da 3 punte *H* (una elasticamente scorrevole) che si insinuano in una scanalatura praticata in corrispondenza del piano mediano. Gli elettrodi sono stabilmente fissati al cilindro cavo di supporto mediante gli anelli isolanti J_1 e J_2, ma due filettature micrometriche consentono, in sede di taratura, di regolare definitivamente al valore opportuno la loro distanza dal cristallo. Sul cilindro di supporto sono avvolte le due resistenze elettriche R_m ed R_h, e tutto il sistema, racchiuso in due involucri me-

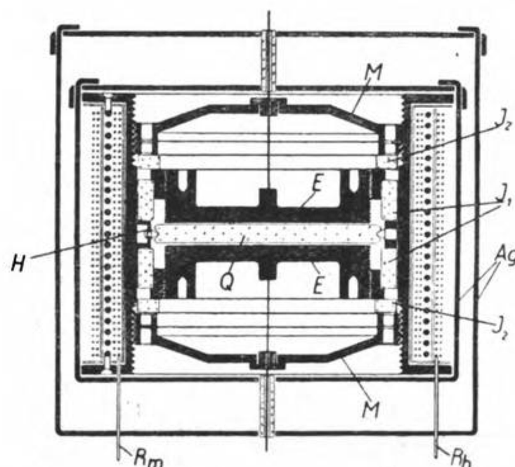


Fig. 1. — Sezione schematica del portaquarzo.

tallici concentrici A_g, è introdotto in un'ampolla speculare di vetro, simile a quella di un triodo, nella quale è praticato il vuoto.

Poichè il cristallo, oltre ad essere contenuto nel vuoto, non tocca nessuno degli elettrodi ed è inoltre sostenuto in corrispondenza di un piano nodale delle sue vibrazioni elastiche, il decremento è ridotto a valori assai piccoli ed in ogni modo invariabili in conseguenza di cause accidentali, come scuotimenti o altro. Ugualmente costante si mantiene la capacità, in serie, degli strati d'aria tra cristallo ed elettrodi; sicchè sono praticamente evitate due tra le più importanti cause che fanno variare la frequenza generata.

Del funzionamento del termostato è stato già precedentemente riferito (1); basterà aggiungere che R_m è la resistenza ad elevata costante di temperatura, inserita nel dispositivo bolometrico di regolazione, e che R_h è l'avvolgimento riscaldatore. Dato che la regolazione avviene in modo continuo e la potenza elettrica necessaria a mantenere il portaquarzo alla temperatura di regime (intorno ai 50°) è piuttosto piccola (poichè il sistema è nel vuoto ed ha piccola capacità termica), si può raggiungere una stabilità di temperatura dell'ordine di 1/20 di grado C.

(1) A. F., 1933, II, p. 102.

Il periodo di preriscaldamento, necessario per raggiungere da freddo la temperatura di regime, è di 5-10 minuti per i quarzi sottili (< 3 mm), e sale fino a 20 per i quarzi più grossi. Si può però ridurre anche per questi ultimi, rinunziando ai vantaggi del vuoto. Si racchiude allora il portaquarzo in un'ampolla di vetro piena di gas inerte (azoto) che migliora il contatto termico tra cristallo e parti metalliche. L'ampolla è, a sua volta, racchiusa in un'altra nella quale è praticato il vuoto.

E. Cr.

MISURE.

L. Bergmann — **Nuovo metodo di determinazione delle lunghezze d'onda.** (F. T. M. H., dicembre 1933, 12, pag. 474-477, con 6 fig.).

Un liquido, nel quale sia immerso un quarzo piezoelettrico in risonanza, è percorso da onde di tipo elastico che producono varia-

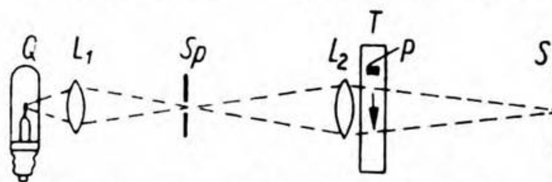


Fig. 1. — Schema del dispositivo di misura.

zioni di densità ripetentisi periodicamente a distanze eguali alla lunghezza d'onda. Per raggi luminosi che si propaghino in direzione nor-

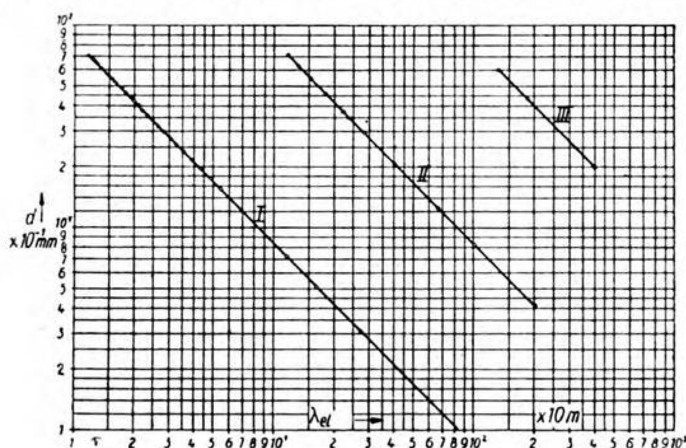


Fig. 2. — Risultati sperimentali.
(Le ascisse dei diagrammi II e III sono da dividere rispettivamente per 10 e per 100).

male a quella delle onde elastiche, il liquido funziona in modo analogo ad un reticolo di diffrazione (1).

---

(1) A. F., 1933, II, p. 596.

Con una disposizione del tipo di quella della fig. 1 (ove P indica la piastrina di quarzo immersa nel liquido, nel recipiente trasparente T a facce piane parallele), sullo schermo S si osservano, oltre l'immagine principale della fenditura S_p e lateralmente ad essa, anche immagini secondarie, simmetriche rispetto alla principale. La distanza di tali immagini secondarie dalla principale è proporzionale alla frequenza delle oscillazioni del quarzo. Nota la frequenza fondamentale di questo, se con un oscillatore lo si eccita successivamente sulla fondamentale e sulle armoniche, dalla misura delle distanze delle immagini laterali si deduce l'ordine delle armoniche, e si può così tarare l'oscillatore.

I tre diagrammi di fig. 2 presentano i risultati delle misure eseguite con tre diverse piastrine di quarzo: vi si sono assunte come ordinate le distanze d effettivamente misurate, sullo schermo, fra l'immagine centrale della fenditura e le laterali, e come ascisse le lunghezze d'onda elettriche λ_{el} competenti alle successive armoniche di vibrazione dei quarzi. Per la determinazione della λ_{el} della fondamentale, si fa uso della formula:

$$\lambda_{el} = \frac{v \lambda_l a}{d c},$$

in cui v rappresenta la velocità delle onde elettriche ($3 \cdot 10^{10}$ cm/sec), λ_l la lunghezza d'onda della luce, a la distanza della fenditura dal recipiente, c la velocità del suono nel liquido. *P. P.*

--- CRONACA TECNICA ---

APPLICAZIONI VARIE.

Le persone affette da sordità possono trovare notevoli vantaggi nell'uso di un **apparecchio per la ricezione dei suoni mediante il senso del tatto,** che L. D. Goodfellow e A. Krause descrivono nel fascicolo del gennaio 1934 di *R. S. I.*

Il dispositivo è costituito da un microfono, da un amplificatore e da uno speciale organo ricevitore che vibra meccanicamente per l'effetto dei suoni prodotti davanti al microfono. La persona, appoggiando le dita sul ricevitore, può percepire col tatto la sensazione del suono. Si costruiscono due tipi di ricevitore tattile (vibratore): uno magnetico, più solido e di maggior durata, ed uno a condensatore, con minore inerzia e quindi più sensibile.

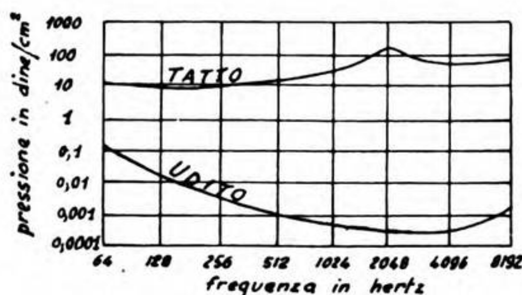


Fig. 1. — Diagrammi della sensibilità dell'udito ai suoni e del tatto alle vibrazioni, per diverse frequenze dello stimolo. (Le ordinate rappresentano la minima pressione necessaria per dar luogo alla percezione).

Nel campo delle frequenze udibili, la sensibilità del tatto alle vibrazioni diminuisce, al crescere della frequenza, fino a raggiungere un minimo verso i 2000 Hz, contrariamente a quanto succede per l'udito, la cui sensibilità aumenta fino ad un massimo, sempre a partire dalle frequenze più basse (fig. 1). In relazione a ciò, l'amplificatore deve essere proporzionato in modo da compensare le divergenze fra le due sensibilità, così che le impressioni ricavate attraverso il ricevitore tattile siano, in intensità relativa, paragonabili a quelle che si ricaverebbero pel tramite dell'udito.

Per ottenere la più perfetta regolazione possibile dell'apparecchio, sono state fatte esperienze sia con persone sorde, sia con persone normali le quali potessero paragonare soggettivamente l'effetto delle due ricezioni.

L. Sp.

FISICA GENERALE.

Della **ricerca delle superficie isofote o isofone** (superficie a uniforme distribuzione d'energia luminosa o sonora) tratta un lavoro di A. Sellerio nel *Politecnico* del giugno 1934. In esso viene dapprima studiato il caso semplice di una sorgente puntiforme: le isofone si trovano essere superficie di rivoluzione, aventi per generatrici curve rappresentate in coordinate polari da equazioni del tipo $R^2 = \text{sen}\ 2\varphi$. Si accenna in sèguito al problema delle isofone di riflessione e alle applicazioni che possono trovare tali questioni in acustica architettonica.

G. Sac.

MISURE.

Nel *J. S. I.* del marzo 1934, O. Stålhane descrive un **nuovo micromanometro,** che può misurare pressioni dell'ordine di 0,01 mm di acqua. Esso è costituito (fig. 1) da un corpo cilindrico *D* che comunica per mezzo del tubo *r* con un altro corpo cilindrico *R,* in vetro e di dimensioni allungate nel senso dell'asse; questi recipienti, per mezzo di due innesti *M* ed *N,* possono essere messi in comunicazione con i due ambienti tra i quali si vuole misurare la differenza di pressione. Il recipiente *D* contiene, fino a circa metà altezza, un liquido assai fluido (alcool) in modo che questo occupi quasi completamente l'altro recipiente *R,* lasciando solo una piccola bolla di aria di sezione *a,* limitata, nel senso della lunghezza, dalla superficie *y* del menisco.

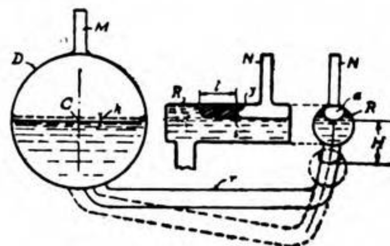


Fig. 1. — Schema del micromanometro.

Se attraverso il tubo *N* viene esercitata una piccola sovrapressione, la sezione della bolla d'aria non varia, ma per contro aumenta di *l* la sua lunghezza. Contemporaneamente si innalza di *h* il livello del liquido nel recipiente *D.* Se con un sistema a vite micrometrica graduata si sposta il recipiente *R* nella posizione segnata tratteggiata in figura, sino a che la superficie terminale del menisco riprenda nuovamente la posizione iniziale, lo spostamento verticale *H* dà modo di ricavare il valore della sovrapressione applicata.

La sensibilità e la stabilità di questo apparecchio sono molto grandi. Inclinando il corpo cilindrico *R* in modo da portare il suo asse dalla posizione orizzontale ad una leggermente inclinata, la bolla d'aria non ha più sezione costante, ma crescente verso una delle estremità, ad esempio verso quella dove fa capo il tubo *N;* una sovrapressione produce allora non solo uno spostamento *l* della superficie terminale, ma anche un aumento proporzionale di tutte le dimensioni della bolla. In questo modo, col variare dell'inclinazione dell'asse, la sensibilità dell'apparecchio può essere variata a piacere.

E. P.

*

In *H. F. Techn. u. El. Ak.* del maggio 1934 L. Rohde e H. Schwartz danno resoconto di **misure di angolo di perdita a 10^8 Hz** su campioni di vari materiali isolanti. Il metodo usato è quello per sostituzione in un circuito in risonanza, mediante confronto con resistenze di piccolo valore poste in serie nel circuito stesso.

Il provino è in forma di disco del diametro di 35 mm, di spessore da 1 a 4 mm. Nella prima fase della misura esso è serrato tra due elettrodi piani paralleli, del diametro di 30 mm. Nella seconda fase, tolto il provino, i due elettrodi vengono avvicinati fra loro fino a dar luogo nuovamente al medesimo valore di capacità.

La risonanza del circuito è rivelata mediante voltmetro elettronico a diodo, del tipo per valor massimo, con tensione continua di compensazione. Le resistenze di confronto sono in filo di costantana del diametro di 0,05 mm e possono essere poste in corto circuito mediante un dispositivo a caviglie, come nelle solite cassette di resistenza. L'aumento di resistenza per effetto pellicolare è stato calcolato, ed una serie di confronti fra resistenze fatte con fili di differenti diametri fa ritenere che l'errore di valutazione della resistenza non sia superiore al 3 %.

M. B.

TUBI ELETTRONICI.

Nei *Proc. I. R. E.* del novembre 1933 uno studio teorico di F. B. Llewellyn esamina il **comportamento dei tubi elettronici alle frequenze ultraelevate,** alle quali non è più trascurabile il tempo impiegato dagli elettroni a fluire fra gli elettrodi. L'A suppone di conoscere la densità di corrente che transita attraverso il tubo, costituita da una componente continua e da un certo numero di componenti alternative. Le velocità degli elettroni sono associate con le componenti della corrente e, in base ad esse, vengono calcolate le differenze di potenziale, in tal modo che il risultato finale viene espresso sotto forma di impedenze. Vengono studiati i diodi e i triodi con griglia negativa e con griglia positiva.

N. C.

*

In un lavoro sperimentale di C. Protze, pubblicato in *H. F. Techn. u. El. Ak.* del luglio 1934, viene studiata la **carica spaziale nei tubi elettronici alle alte frequenze.**

Applicando fra anodo e catodo una tensione alternativa, la corrente raddrizzata è funzione del valor massimo della tensione e l'andamento di tale funzione dipende dalla frequenza: alle basse frequenze l'andamento coincide con quello statico; a grado a grado che la frequenza aumenta, aumenta la corrente rettificata, a pari valore massimo di forza elettromotrice impressa. L'aumento della frequenza ha quindi l'effetto apparente di diminuire il massimo negativo nella curva rappresentatrice della distribuzione del potenziale fra anodo e catodo; il quale massimo negativo è l'indice dell'azione della carica spaziale contrastante il moto degli elettroni verso l'anodo.

Per la misura della tensione a radiofrequenza è stato usato un dispositivo a compensazione: verosimilmente il noto schema con tensione continua di compensazione e diodo. Le esperienze si sono eseguite per frequenze corrispondenti a lunghezze d'onda comprese fra 6 e 3000 m.

N. C.

-- LIBRI E PUBBLICAZIONI --

G. CASTELFRANCHI. — *Fisica moderna.* — U. Hoepli, Milano, 1934. — Un volume di x-700 pagine, con 171 figure e 4 tavole fuori testo. — Prezzo L. 65.

A distanza di tre anni dalla terza compare ora la quarta edizione di questo libro, a buon diritto tanto noto ed apprezzato anche fuori d'Italia.

L'A non ha esitato ad addossarsi tutto il lavoro necessario per aggiornare completamente la sua opera, che tratta di argomenti in sì rapida evoluzione. N'è derivato un larghissimo rifacimento rispetto all'edizione precedente; e ciò ha anche permesso di seguire più da vicino alcuni nuovi criteri, quali la eliminazione delle trattazioni prevalentemente matematiche, la soppressione di parti sia pur leggermente antiquate o anche soltanto accessorie, l'accentuata distinzione, per comodo del lettore, fra le parti più ardue, quelle più importanti e quelle di carattere complementare. In conseguenza si sono avute altresì una vantaggiosa riduzione di mole (di circa il 25 %) ed una maggiore compattezza e perspicuità di tutta l'esposizione.

La materia è divisa in venti capitoli: I. - La teoria cinetica dei gas; II. - Il moto di Brown; III. - Le fluttuazioni; IV. - La relatività e la massa; V. - L'elettrone; VI. - Isotopia; VII. - I raggi X e il numero atomico; VIII. - I cristalli; IX. - La radioattività; X. - Il nucleo atomico; XI. - Le radiazioni termiche e i quanti; XII. - Spettroscopia. I livelli di energia degli atomi; XIII. - Effetti Stark e Zeemann. L'elettrone rotante; XIV. - I calori specifici; XV. - L'effetto fotoelettrico. Le fotocelle; XVI. - L'effetto Compton. I quanti di luce; XVII. - Il magnetismo atomico; XVIII. - La meccanica quantistica; XIX. - Le nuove statistiche; XX. - La fisica moderna nell'astronomia siderale.

Il volume, pregevole ed attraente, ben curato nella parte tipografica ed editoriale e corredato di numerosi richiami bibliografici, si chiude con alcune suggestive considerazioni finali, con una tavola di costanti fisiche e con un indice alfabetico dei nomi. *Di.*

*

D. E. RAVALICO. — *La moderna supereterodina.* — U. Hoepli, Milano, 1934. — Un volume di 315 pagine, con 171 figure. — Prezzo L. 16.

Vengono esaminati da un punto di vista pratico i moderni ricevitori a supereterodina, dapprima nel loro funzionamento complessivo, poi in quello dei loro singoli organi; e si riportano numerosi schemi di apparecchi completi, corredati dalle necessarie delucidazioni.

Il volume ha il notevole pregio di essere molto aggiornato: vi si descrivono tutti i più recenti dispositivi che completano e miglio-

rano i moderni apparecchi, quali, ad esempio, quelli per il controllo automatico di volume, l'indicatore visivo di sintonia ed altri, nelle varie forme effettivamente usate nella tecnica costruttiva.

Riguardo all'inquadramento generale della materia, si può osservare che, trattandosi di opera destinata a persone che hanno già le nozioni più elementari di radiotecnica, si sarebbero forse potuti omettere molti dei richiami e delle definizioni sui fenomeni fondamentali, che sono talvolta insufficientemente precisi.

La veste tipògrafica è molto accurata. Ma non ci si può esimere dal lamentare una certa trascuratezza nella esposizione, in alcuni degli schemi elettrici ed infine nelle notazioni e nell'impiego delle unità di misura. E' da augurarsi che di ciò si tenga conto in una nuova edizione, per modo che il libro, già pregevole ed interessante, risponda in modo ancor più completo al suo scopo. *P. P.*

✻

F. Bloch. — *Les électrons dans les métaux. Problèmes statiques. Magnétisme.* — Hermann, Paris, 1934. — Un volume di 20 pagine. — Prezzo Fr. 5.

Con molta esattezza e con grande semplicità di trattazione, vengono esposti alcuni risultati della meccanica quantistica applicata allo studio dei metalli. E' noto che la fisica classica ha cercato di dedurre le proprietà specifiche di questi corpi dall'ipotesi degli elettroni liberi, secondo la quale nei metalli è contenuto un gran numero di elettroni capaci di percorrere, senza perturbazioni, cammini relativamente grandi. A questi elettroni veniva applicata la statistica di Boltzmann; ma l'ipotesi degli elettroni liberi, benchè sia certamente da porre a base di una teoria dei metalli, urta contro difficoltà che sembrano non potersi togliere nel quadro delle teorie classiche; soltanto la meccanica quantistica ha potuto rimuoverle.

Anzitutto, nella nuova meccanica, la rappresentazione ondulatoria della materia implica una statistica diversa da quella classica, cioè un modo differente di contare gli stati statisticamente possibili. Se si tratta di un insieme di elettroni, la nuova statistica è quella di Fermi, secondo la quale due elettroni non possono mai trovarsi nello stesso stato quantico. La prima conseguenza è che allo zero assoluto tutti gli elettroni non potranno trovarsi nel livello di energia minima, in cui è nulla la quantità di moto; tutti i livelli compresi tra un valore minimo e uno massimo saranno occupati da un elettrone o, se si tiene conto del momento intrinseco elettronico, da due elettroni orientati antiparallelamente.

Nel caso limite di alte temperature le due statistiche, di Boltzmann e di Fermi, finiscono con l'equivalersi: un ragionamento molto semplice permette di ricavare l'ordine di grandezza della temperatura alla quale il gas diventa degenere, alla quale, cioè, le due statistiche cessano di confondersi e conducono a risultati differenti. Questa temperatura è dell'ordine di 10^4 gradi, per cui, a temperatura normale, il gas di elettroni può considerarsi completamente degenere.

Quanto all'ipotesi degli elettroni liberi, si osserva che, malgrado le forze enormi esistenti all'interno del metallo, le proprietà specifiche dell'elettrone libero si mantengono, quando si applica la meccanica ondulatoria, se si schematizza l'interazione degli elettroni tra loro e con gli ioni metallici a mezzo di un potenziale avente una periodicità spaziale legata alla struttura reticolare del cristallo metallico.

Alla stregua di queste teorie si possono interpretare i fenomeni del diamagnetismo, del paramagnetismo e del ferromagnetismo, nei metalli.
B. P.

*

L. BRILLOUIN. — *Les électrons dans les métaux du point de vue ondulatoire.* — Hermann, Paris, 1934. — Un volume di 32 pagine, con 8 figure. — Prezzo Fr. 9.

La monografia tratta dei problemi generali connessi con l'esistenza di elettroni nei metalli, dal punto di vista della meccanica ondulatoria; essa prelude ad una ulteriore trattazione di problemi particolari: conducibilità elettrica e termica, temoelettricità, effetto di Hall e via dicendo, fino al fenomeno della sopraconduzione, del quale, come è noto, non è ancora stata data una interpretazione soddisfacente.

Per comprendere il lavoro, benchè in esso siano esposti risultati già noti, molti dei quali dovuti all'A, non basta una superficiale conoscenza dei principi della fisica teorica, ma occorre una certa familiarità coi mezzi analitici della meccanica quantistica.

Il problema degli elettroni in un reticolo cristallino costituito di ioni positivi è posto con grande precisione e chiarezza. In tutta la trattazione si segue il metodo del « self consisting field », secondo il quale si è condotti a scrivere, per ciascun elettrone, un'equazione di Schrödinger in cui figura il potenziale di tutti gli ioni e il potenziale medio di tutti gli elettroni.

Alla memoria segue una breve discussione che ebbe luogo, sull'argomento, alla Riunione internazionale di chimica fisica del 1933, e cui presero parte Ewald, Brillouin, Nordheim, Bloch, Debye, Cabrera e Joffé.
B. P.

*

J. J. TRILLAT. — *Les preuves expérimentales de la mécanique ondulatoire. La diffraction des électrons et des particules matérielles.* — Hermann, Paris, 1934. — Un volume di 36 pagine, con 14 figure. — Prezzo Fr. 12.

Le concezioni teoriche sulle quali si basa la meccanica ondulatoria, e le esperienze di diffrazione degli elettroni da parte dei cristalli, dimostrano che i corpuscoli materiali devono essere concepiti come associati ad un'onda, la cui lunghezza è inversamente proporzionale alla quantità di moto ($m \cdot v$) del corpuscolo stesso: il fattore di proporzionalità è la costante di Planck ($6{,}55 \cdot 10^{-27}$ erg · sec).

La verifica delle previsioni teoriche della meccanica ondulatoria costituisce uno dei più avvincenti e brillanti capitoli della moderna fisica sperimentale: l'A espone con concisione e chiarezza il complesso delle ricerche rivolte a tale scopo.

Le esperienze di Davisson e Germer sugli elettroni lenti (lunghezza d'onda associata di pochi decimillesimi di micron: raggi X) hanno posto in evidenza fenomeni di diffrazione per effetto della incidenza di un fascetto di elettroni sulla faccia di un cristallo. Rupp ha ottenuto figure di diffrazione con elettroni molto veloci (accelerati da tensioni elevatissime) ed ha potuto controllare in tal caso le formule che devono tener conto della correzione per la relatività.

Numerose ricerche hanno tentato di verificare la validità della relazione sopra citata nel caso di atomi, molecole ed altre particelle: particolarmente interessanti le esperienze del Rupp sulla diffrazione

di protoni di grande velocità, ottenuti con la produzione di raggi canale in tubi di scarica; esse hanno condotto a risultati in pieno accordo con la teoria. *G. Sac.*

*

Radio Industria. Rassegna della produzione radioelettrica. Rivista mensile. — Anno I, numero 1, agosto 1934. — Milano, via C. Balbo, 23. — Un fascicolo di 72 pagine, con figure e tabelle. — Prezzo L. 2 (abbonamento annuo L. 20).

Questa nuova rivista si propone di svolgere un'attività tendente a diversi scopi: vuole essere un mezzo efficace di diffusione delle cognizioni e dei progressi acquisiti dalla scienza e dalla tecnica delle comunicazioni senza filo, nonchè un organo di sintesi dell'attività finanziaria e costruttiva dell'industria radioelettrica, favorendo il contatto e l'affiatamento fra studiosi e tecnici, fra produttori e consumatori.

In adesione alla prima parte del programma, il fascicolo contiene vari articoli: sui radiofari Marconi (G. Gnesutta), sui pentodi e triodi per lo stadio finale (G. Cocci), sul voltometro termoionico per tensioni continue e alternate (G. Monti-Guarnieri), sullo stato attuale della televisione (G. G. Caccia).

Oltre varie altre informazioni di genere diverso, note della redazione, corrispondenze dall'estero, appunti di laboratorio, recensioni e così via, la rivista pubblica (e si propone di farlo sistematicamente) la rubrica del Gruppo Costruttori Apparecchi Radio (A.N.I.M.A.) e le comunicazioni del Gruppo Radio del Sindacato Fascista Ingegneri di Milano. Il primo fascicolo riporta intanto la relazione del Congresso della Radioindustria Italiana a Bologna e il numero successivo conterrà il resoconto della VI Mostra Nazionale della Radio.

La presentazione tipografica è ottima, abbondante e nitido il complesso delle illustrazioni. *A. Br.*

PUBBLICAZIONI RICEVUTE

A. Eddington. — *Sur le problème du déterminisme.* — Hermann, Paris, 1934. — Un volume di 24 pagine. — Prezzo Fr. 6.

E. Darmois. — *Un nouveau corps simple: le deutérium ou hydrogène lourd.* — Hermann, Paris, 1934. — Un volume di 22 pagine, con 4 figure. — Prezzo Fr. 7.

G. Malfitano et M. Catoire. — *Les composés micellaires selon la notion de complexité croissante en chimie.* — Hermann, Paris, 1934. — Un volume di 32 pagine, con 3 figure. — Prezzo Fr. 9.

— — — BREVETTI — — —

Generatore di oscillazioni di rilasciamento.

Brevetto italiano n. 313166 (Radioaktiengesellschaft D. S. Loewe e K. Schlesinger, Berlino). - Patente dal 7-3-1933. - Pubblicato il 18-12-1933. - Diritto di priorità dal 9-3-1932 (Germania).

E' noto come, introducendo una f.e.m. alternata di frequenza f nel circuito di scarica di un dispositivo produttore di oscillazioni di rilasciamento, la frequenza di queste ultime possa assumere soltanto i valori f/n, dove $n = 1, 2, 3, \ldots$. Basandosi su questo concetto, il ritrovato ha per oggetto un circuito utilmente sfruttabile nella ricezione di televisione a sincronizzazione locale, oppure a scopo di misura, od infine per ottenere frequenze multiple di una data e modulate con una bassa frequenza.

Secondo il ritrovato, nel circuito di scarica del condensatore C (fig. 1) di un normale generatore di oscillazioni di rilasciamento, in serie con la lampada a luminescenza S, si introduce un circuito oscil-

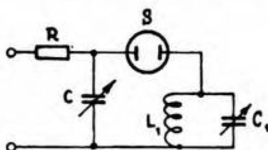


Fig. 1.

latorio C_1, L_1, a debole smorzamento proprio. La carica del condensatore C viene effettuata attraverso la resistenza R. Il circuito accordato è così commisurato che, ad ogni scarica del condensatore C, esso dà luogo ad oscillazioni libere, le quali non sono ancora definitivamente annullate nell'istante in cui interviene la successiva scarica del condensatore C. L'istante in cui avviene l'accensione della lampada S, e di conseguenza, la frequenza delle oscillazioni di rilasciamento, sono definiti perciò, oltre che dal valore della tensione impressa di carica del condensatore C, anche dall'ampiezza della tensione oscillante residua ai capi del circuito oscillatorio C_1, L_1. Variando C e C_1 si varia il fattore numerico n, secondo il quale la frequenza del circuito accordato è multipla della frequenza dell'oscillazione di rilasciamento ottenuta.

Nei ricevitori di segnali di televisione, a controllo locale di sincronismo, il dispositivo può dunque essere utilizzato uguagliando la frequenza dell'oscillazione di rilasciamento alla frequenza di striscia delle immagini, e quella delle oscillazioni libere alla frequenza dei punti delle immagini.

Introdotta nel circuito di carica del dispositivo una determinata frequenza, il sistema si presta senz'altro ad ottenere nel circuito di

accordo un'oscillazione di frequenza multipla della prima e modulata in ampiezza dall'oscillazione di rilasciamento.

Infine, accordato il circuito complessivo per una determinata frequenza, ad esempio 10.000 Hz, il circuito sintonico può dar luogo soltanto ad oscillazioni le cui frequenze differiscano una dall'altra di 10.000 Hz: tale proprietà può essere utile per costituire oscillatori di misura, a frequenze intervallate, particolarmente adatti per il collaudo di radioricevitori. *M. S.*

Sistema per il rilievo delle proprietà di trasmissione delle linee elettriche.

Brevetto italiano n. 313345 (Klangfilm Ges., Berlino). - Patente dal 4-4-1933. - Pubblicato il 23-12-1933. - Diritto di priorità dal 6-4-1932 (Germania).

Per il rilievo delle proprietà di trasmissione di una linea elettrica, o di un analogo dispositivo, si propone un sistema basato sul confronto sperimentale della linea stessa con una linea campione, le cui caratteristiche siano integralmente note.

Allo scopo, le due linee, la campione L_1 e quella sottoposta a misura L_2 (fig. 1), vengono allacciate a due microfoni uguali M_1, M_2, eccitati dalla stessa sorgente sonora. Le oscillazioni ottenute ai ter-

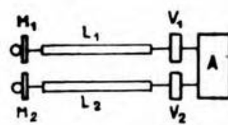


Fig. 1.

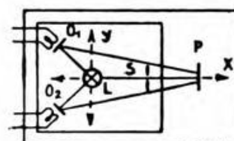


Fig. 2.

minali delle linee, dopo essere state convenientemente amplificate negli amplificatori V_1, V_2, vengono contemporaneamente registrate nell'apparecchio A, su un'unica pellicola di tipo cinematografico. Ad esempio, le correnti fornite mettono in oscillazione due equipaggi oscillografici O_1, O_2 (fig. 2), i cui specchietti sono illuminati dalla sorgente luminosa L, così che sulla pellicola P si ottiene una registrazione delle oscillazioni elettriche (fig. 3). Attraverso la fessura

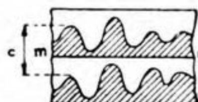


Fig. 3.

dello schermo S, la lampada determina anche, sulla pellicola, l'impressione della linea mediana $m\ n$, che costituisce la linea di riferimento e di separazione delle due registrazioni contemporanee. L'apparecchio è spostabile secondo le direzioni X ed Y, per ottenere le condizioni migliori per la registrazione.

I due oscillogrammi si possono registrare in senso concorde: ed allora la valutazione del comportamento della linea L_1 rispetto a quello della linea campione si fa determinando le variazioni delle distanze c (fig. 3). Si possono però registrare anche in senso contrario

l'uno rispetto all'altro, portando le basi dei due diagrammi tratteggiati in fig. 3 a coincidere sulla retta *m n*: bisogna per ciò invertire le connessioni di uno dei due oscillografi, rispetto a quelle del caso precedente. Per tale via è anche possibile ottenere direttamente, mediante un sistema oscillografico differenziale, la registrazione immediata delle differenze dei valori istantanei, tra le due oscillazioni.

M. S.

Perfezionamento ai tubi elettronici a sei elettrodi.

Brevetto italiano n. 313622 (Telefunken Ges., Berlino). - Patente dal 24-4-1933. - Pubblicato il 30-12-1933. - Diritto di priorità dal 28-1-1933 (Germania).

Il ritrovato riguarda un particolare tipo di tubi elettronici a sei elettrodi (esodi), con catodo e cinque elettrodi freddi; il quale si presta ad attuare stadi particolarmente efficaci di amplificazione mista, sia ad effetto elettronico sia ad effetto reattivo.

Allo scopo (fig. 1) la prima griglia — griglia di comando — si collega al circuito di entrata, l'anodo al circuito di uscita dello stadio, la

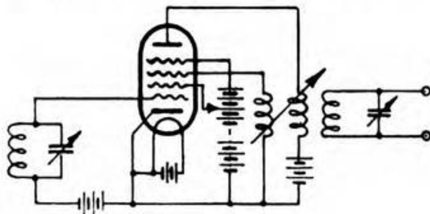


Fig. 1.

terza griglia — griglia di reazione — alla bobina di reazione. Fra la prima e la terza griglia, e rispettivamente fra quest'ultima e l'anodo, sono disposte due griglie schermo (la seconda e la quarta), polarizzate positivamente, il cui ufficio è quello di eliminare gli effetti degli accoppiamenti interni capacitivi fra gli elettrodi.

Si è trovato che il funzionamento di questo circuito risponde pienamente allo scopo, soltanto se la capacità parziale interna fra la prima e la terza griglia, e rispettivamente quella fra la prima e la quarta griglia risultano inferiori a 0,1 $\mu\mu$F. Tale condizione può essere attuata assegnando agli elettrodi la disposizione cilindrica simmetrica.

M. S.

Perfezionamento ai ricevitori a supereterodina.

Brevetto italiano n. 313408 (Radio Corporation of America, New York). - Patente dal 18-3-1933. - Pubblicato il 26-12-1933. - Diritto di priorità dal 21-3-1932 (D. Grimes, S. U. A.).

Il brevetto rivendica l'applicazione di tubi elettronici di potenza agli stadi di rettificazione dei ricevitori, ed in particolare allo stadio di prima demodulazione dei ricevitori a supereterodina.

Quando lo stadio di prima rettificazione è preceduto da numerosi stadi ad alta frequenza, è facile che, per effetto della sovrapposizione della tensione oscillante, dovuta al segnale, a quella prodotta localmente, la griglia del tubo elettronico rettificatore divenga in qualche

istante positiva; con la conseguenza di una distorsione nella forma delle oscillazioni di media frequenza. Perciò l'uso di un tubo di potenza, a vasta zona negativa della caratteristica, era stato già da tempo previsto.

Quando invece lo stadio di demodulazione è preceduto soltanto da una debole amplificazione ad alta frequenza, si produce talvolta un fenomeno di distorsione di altra natura. Può accadere infatti, coi tubi normali, che le tensioni del segnale e dell'autooscillazione propria siano tali da non sovraccaricare mai la griglia del tubo rettificatore; può tuttavia manifestarsi qualche sovraccarico quando alle tensioni ora specificate si sovrappone la tensione derivante da segnali di lunghezza di onda assai vicina a quella utile ricevuta; e può, per esempio, avvenire che, per effetto della scarsa selettività della parte ad alta frequenza del ricevitore (la cui selettività totale è prevalentemente affidata agli stadi di media frequenza), le tensioni indotte da segnali vicini risultino notevolmente più intense della tensione del segnale utile. Ha luogo allora un fenomeno complesso di distorsione e di interferenza, che s'interpreta come una modulazione laterale sui canali adiacenti e una sovrapposizione della medesima nella riproduzione.

Per ovviare a tale inconveniente si deve ricorrere o ad un aumento di selettività nella parte ad alta frequenza (ciò che può essere eccessivamente dispendioso), o ad una riduzione nell'oscillazione locale, con conseguente riduzione del rendimento globale del ricevitore, od infine, secondo il ritrovato, all'applicazione di un tubo di potenza allo stadio di rettificazione.

E' opportuno che la polarizzazione di griglia dello stadio di rettificazione non sia inferiore a — 15 volt. La tensione anodica deve essere notevolmente elevata. Possono trovare utilmente impiego i noti tubi del tipo a coefficiente di amplificazione variabile. *M. S.*

Sistema di sincronizzazione per dispositivi riceventi di televisione.

Brevetto italiano n. 313774 (Marconi W. T. Co. Ltd., Londra). - Patente dal 30-4-1932. - Pubblicato il 5-1-1934. - Diritto di priorità dal 29-5-1931 (Marconi Co. e L. E. Quintrell Walker, Gran Bretagna).

Analizzando matematicamente, col metodo di Fourier, la forma dei segnali di televisione, si ravvisa che in ogni caso è in essi presente un gruppo di frequenze caratteristiche, di cui fan parte la frequenza corrispondente al numero di strisce al secondo, nelle quali risulta scomposto il quadro trasmesso, e le rispettive armoniche.

Basandosi su questa constatazione, si propone, secondo il ritrovato, di filtrare alla ricezione la frequenza fondamentale caratteristica, che in pratica corrisponde al valore di 375 Hz. La corrente così ottenuta può allora servire senz'altro per ottenere una perfetta sincronizzazione e messa in fase automatica del dispositivo di ricomposizione delle immagini. L'impianto risulta in tal modo grandemente semplificato rispetto a quelli finora impiegati, a segnali speciali sincronizzanti trasmessi, oppure a produzione locale della frequenza stabile di sincronizzazione. *M. S.*

-- NUOVI APPARECCHI --

La verifica delle piastrine di quarzo per mosaici da proiettore ultrasonoro.

SERGIO ROSANI

1. — L'efficienza di un proiettore ultrasonoro dipende, per un dato mosaico (1), quasi esclusivamente dalla buona riuscita dell'operazione di incollamento e dal tipo di mastice usato, ma, evidentemente, è anzitutto funzione dell'effetto piezoelettrico complessivo del mosaico stesso. E' quindi della massima importanza, oltre il curare in primo luogo la scelta, il taglio e la lavorazione dei quarzi, procedere, prima di eseguire l'incollamento, ad una rigorosa verifica delle singole piastrine per assicurarsi del loro perfetto stato di purezza e per determinarne le polarità e la direzione degli assi allo scopo di poter opportunamente disporre i vari cristalli nella formazione del mosaico.

Il procedimento generalmente seguito per tale verifica è basato sulla determinazione della costante piezoelettrica del quarzo, ottenuta sottoponendo la piastrina ad una pressione statica (o balistica) e misurando la carica elettrica che si sviluppa sulle facce del cristallo in conseguenza dell'effetto piezoelettrico (2). Tale determinazione viene limitata ad una piccola area e ripetuta in vari punti della superficie e nelle tre direzioni degli assi, in modo da ricavare tutti gli elementi occorrenti per la verifica delle piastrine. Il sistema, per quanto a prima vista molto semplice, presenta l'inconveniente di richiedere l'uso di sensibilissimi strumenti atti alla misura delle deboli cariche elettriche che si manifestano sulle facce del cristallo, ed obbliga ad osservare particolari precauzioni nel riguardo dell'isolamento, per cui non sempre si possono ottenere indicazioni precise.

E' pertanto preferibile agire sul cristallo con una pressione alternativa a bassa frequenza, in modo da essere sempre lontani dalla condizione di risonanza meccanica e, nello stesso tempo, poter generare una tensione alternata che molto più semplicemente si presta ad essere amplificata. In questo caso, per poter ottenere dalla prova anche l'indicazione delle polarità, occorre operare per confronto con una piastrina campione di cui siano già note le perfette qualità piezoelettriche. Per trasmettere alla piastrina la pressione alternativa si può ricorrere all'impiego di un comune diapason a frequenza musicale il quale presenti sensibili vibrazioni nel senso della lunghezza.

---

(1) S. Rosani: A. F., 1934, III, p. 168.

(2) F. Bedeau: Mémorial des Sciences Physiques, 1928, VI, p. 10.

Sopra un adatto supporto si collocano la piastrina in esame e quella di riferimento; fra il supporto e la piastrina di riferimento, e fra questa e la piastrina in prova, si dispone un piccolo disco metallico di dimensioni ridotte affinchè tra il supporto e le due piastrine esista soltanto una piccolissima superficie di contatto (fig. 1). Messo in vibrazione il diapason, se ne appoggia la base sulla piastrina superiore in corrispondenza del sottostante disco di contatto con l'altra piastrina in modo da far assumere ai due cristalli un movimento vibratorio con frequenza eguale a quella del diapason. In conseguenza dell'effetto piezoelettrico del quarzo si determinano, fra le superficie opposte delle due piastrine, due campi alternativi che sono nello stesso senso se le polarità della piastrina in esame concordano con quelle della piastrina di riferimento, od in senso opposto se le polarità sono invertite. Il campo elettrico risultante determina, fra l'armatura di supporto ed il diapason, una differenza

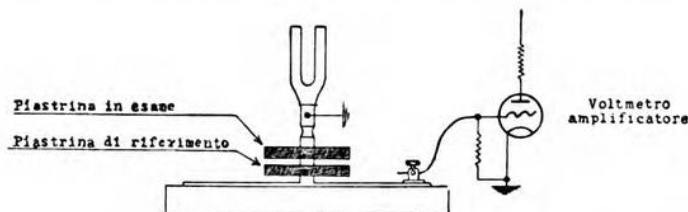


Fig. 1. — Sistemazione per la verifica dello stato di geminazione e per la determinazione della polarità delle piastrine.

di potenziale che può essere convenientemente amplificata e rivelata a mezzo di un voltmetro amplificatore a tubi elettronici. Dalla maggiore o minore ampiezza della deviazione dell'indice dello strumento indicatore si può giudicare se le polarità sono, oppure no, concordanti. Questo metodo non permette di stabilire la polarità assoluta delle singole piastrine, ma è sufficiente per quanto riguarda la costruzione del mosaico perchè per esso si richiede soltanto che tutte le piastrine siano disposte con polarità concordante, qualunque essa sia.

Il procedimento permette contemporaneamente di verificare se la piastrina presenta tracce di geminazione: basta a tale scopo eseguire la misura in diverse zone della piastrina, spostandola opportunamente rispetto al dischetto di contatto ed alla piastrina di riferimento che devono essere mantenuti in posizione fissa. Le indicazioni dello strumento di misura rimangono costanti quando l'effetto piezoelettrico della piastrina è uguale per tutta la sua superficie; in caso contrario si ottengono indicazioni che sono diverse fra loro. Per avere risultati precisi occorre evidentemente che la pressione esercitata dal diapason sul cristallo si mantenga costante durante la prova.

Lo stesso metodo si presta anche a determinare la direzione degli assi ottico e piezoelettrico delle piastrine, assi che, come è noto, sono normali a quello elettrico orientato secondo lo spessore. A tale scopo si dispone il cristallo in un apposito supporto verticale fra due elettrodi metallici, connessi rispettivamente alla griglia ed al filamento del primo tubo del voltmetro amplificatore, e si applica il

diapason come in fig. 2. A causa delle note proprietà piezoelettriche del quarzo, se la piastrina è disposta con l'asse ottico orizzontale (asse piezoelettrico verticale) si avrà una notevole deviazione dell'indice dello strumento indicatore; viceversa, se l'asse verticale è quello ottico, la deviazione sarà pressochè nulla. Normalmente la direzione degli assi del cristallo viene identificata otticamente nelle prove preliminari durante la lavorazione delle piastrine, per cui, nella verifica finale prima dell'incollamento, ci si limita generalmente alla sola prova per stabilire lo stato di geminazione e la polarità relativa dei cristalli.

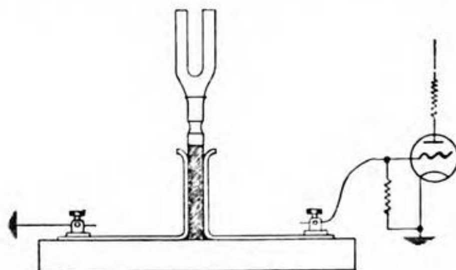


Fig. 2. — Sistemazione per la determinazione della direzione degli assi delle piastrine.

2. — Allo scopo di rendere rapida, e per quanto possibile precisa, la prova in bassa frequenza delle piastrine di quarzo è stato costruito presso l'Istituto Elettrotecnico e delle Comunicazioni della

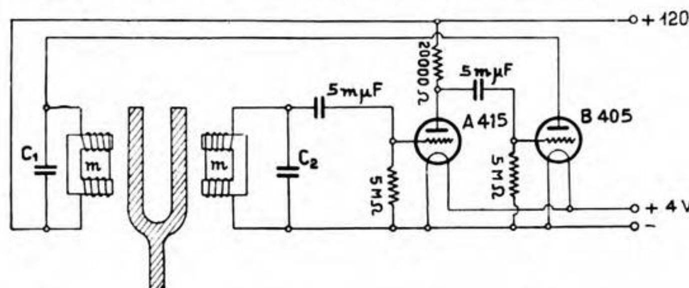


Fig. 3. — Schema del circuito per l'eccitazione dell'elettrodiapason.

R. Marina uno speciale elettrodiapason che si è dimostrato praticamente vantaggioso per la preparazione dei mosaici per proiettori (3).

(3) Il metodo di verifica a bassa frequenza è stato sperimentato sin dal 1928, presso l'I. E. C. della R. Marina, dal prof. F. Vecchiacchi. La misura veniva allora eseguita impiegando un comune diapason a frequenza musicale, eccitato con un impulso meccanico, e premuto dall'operatore contro la piastrina di quarzo. Il metodo dava risultati attendibili ma richiedeva l'impiego di un operatore molto pratico per eliminare gli errori dovuti alla variabilità della pressione esercitata sul quarzo.

L'apparecchio si compone di:

a) un elettrodiapason eccitato a mezzo di due triodi secondo lo schema della fig. 3. Il diapason ha una frequenza propria di vibrazione di 500 Hz ed è stato scelto in modo da presentare sensibili movimenti vibratori nella direzione del suo asse longitudinale. Il funzionamento è stato regolato portando al minimo il valore del traferro ed accordando sulla frequenza di 500 Hz le due bobine dei magneti di eccitazione a mezzo delle capacità C_1 e C_2 (4);

b) un supporto per le piastrine in esame costruito come in fig. 4. La piastrina campione, incassata entro un alloggio in ebanite, poggia con la sua parte centrale sopra un contatto metallico

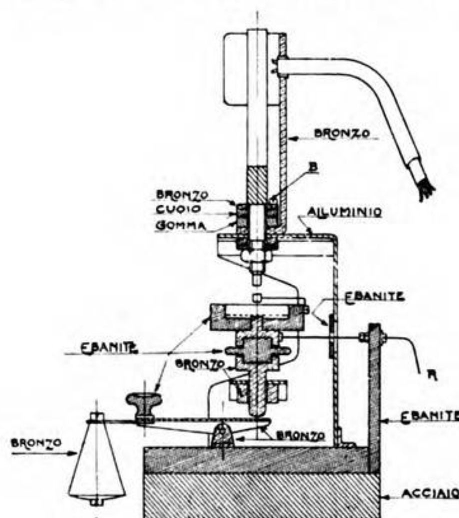


Fig. 4. — Sistemazione per la verifica delle piastrine a mezzo di elettrodiapason.

del diametro di 0,5 cm, cui fa capo il conduttore *A*. Un secondo cilindretto metallico, di uguale diametro, isolato e tenuto a posto da una flessibile lamina metallica, poggia sulla faccia superiore della piastrina campione e stabilisce il contatto elettrico fra questa e quella in esame. Tutto il complesso può essere fatto scorrere verticalmente a mezzo di una leva, caricata con apposito peso. Un'incastellatura metallica sostiene l'elettrodiapason in modo che il suo asse coincida con quello dei due contatti sottostanti. Il fissamento del diapason al supporto è stato fatto con l'ausilio di rondelle di cuoio e di gomma in modo da non smorzare le piccole vibrazioni verticali del diapason e da garantire nello stesso tempo una discreta rigidità rispetto ai due magneti eccitatori posti sulla parte fissa del supporto;

c) un voltmetro amplificatore a tubi elettronici il cui schema costruttivo è indicato in fig. 5.

(4) Praticamente si sono usati come magneti di eccitazione quelli di una cuffia Telefunken ad alta resistenza (2000 Ω); i valori delle due capacità sono risultati $C_1 = 0{,}01\ \mu F$, $C_2 = 0{,}5\ \mu F$.

Il circuito del voltmetro e quello dell'elettrodiapason sono stati montati entro un'unica cassetta metallica (fig. 6), ed accuratamente schermati fra loro, perchè, data la grande sensibilità del voltmetro,

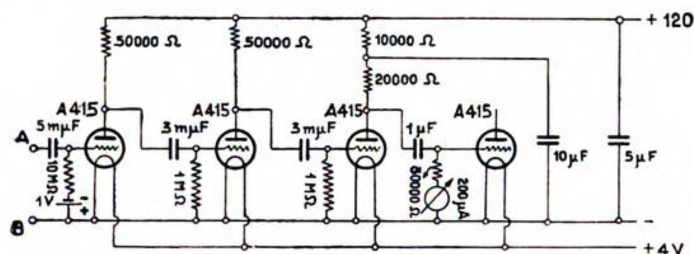


Fig. 5. — Schema del voltmetro elettronico amplificatore.

occorre evitare assolutamente ogni accoppiamento diretto. Le batterie per l'accensione e per la tensione anodica del voltmetro amplificatore devono essere completamente separate da quelle del circuito del-

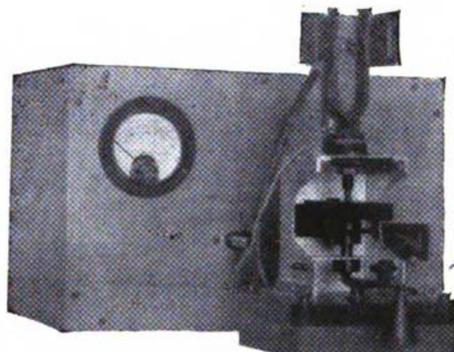


Fig. 6. — Apparecchiatura costruita presso il R.I.E.C.

l'elettrodiapason. I contatti *A* e *B* dell'elettrodiapason (fig. 4) devono essere connessi ai rispettivi contatti *A* e *B* del voltmetro amplificatore.

3. — Per eseguire la verifica dello stato di geminazione delle piastrine e la determinazione della polarità relativa, si procede nel seguente modo: sistemata nell'apposito alloggio la piastrina campione, si mantiene in alto l'estremità anteriore del braccio di leva e si introduce il cristallo in prova nello spazio libero fra la base del diapason ed il contatto metallico esistente sopra la piastrina campione. Abbandonando quindi a se stesso il bilanciere, per effetto del peso applicato alla sua estremità, tutto il supporto scorrevole viene spinto verso l'alto e conseguentemente le due piastrine vengono premute contro la base del diapason con una forza costante stabilita dal valore del peso applicato all'estremità del braccio di leva. A causa della vibrazione impressa dal diapason si sviluppa fra i punti *A* e *B* una

Piastrina n. 1				Piastrina n. 2				Piastrina n. 3				Piastrina n. 4				Piastrina n. 5			
N.	μA	N.	μA	N.	μA	N.	μA	N.	μA	N.	μA	N.	μA	N.	μA	N.	μA	N.	μA
1	190	I	5	1	170	I	7	1	90	I	135	1	110	I	165	1	20	I	145
2	195	II	7	2	175	II	5	2	110	II	95	2	40	II	135	2	180	II	5
3	160	III	5	3	180	III	5	3	110	III	90	3	120	III	60	3	160	III	5
4	200	IV	10	4	180	IV	25	4	75	IV	120	4	100	IV	30	4	5	IV	165
5	180	V	10	5	190	V	10	5	80	V	90	5	165	V	12	5	5	V	170
6	190	VI	5	6	170	VI	4	6	125	VI	120	6	15	VI	150	6	5	VI	180
7	155	VII	25	7	180	VII	5	7	65	VII	80	7	85	VII	165	7	5	VII	200
8	175	VIII	10	8	175	VIII	7	8	75	VIII	70	8	100	VIII	80	8	8	VIII	185
9	190	IX	12	9	185	IX	8	9	80	IX	55	9	175	IX	4	9	5	IX	180

Piastrina n. 6				Piastrina n. 7				Piastrina n. 8				Piastrina n. 9				Piastrina n. 10			
N.	μA	N.	μA	N.	μA	N.	μA	N.	μA	N.	μA	N.	μA	N.	μA	N.	μA	N.	μA
1	180	I	5	1	5	I	165	1	180	I	8	1	180	I	10	1	105	I	40
2	180	II	8	2	5	II	160	2	170	II	10	2	180	II	10	2	85	II	85
3	165	III	10	3	30	III	160	3	170	III	7	3	200	III	7	3	75	III	65
4	195	IV	20	4	75	IV	125	4	170	IV	7	4	180	IV	20	4	175	IV	65
5	170	V	13	5	130	V	85	5	165	V	7	5	180	V	12	5	150	V	65
6	170	VI	12	6	150	VI	20	6	170	VI	7	6	165	VI	8	6	110	VI	80
7	170	VII	10	7	160	VII	15	7	180	VII	5	7	180	VII	5	7	110	VII	65
8	180	VIII	12	8	170	VIII	8	8	180	VIII	8	8	170	VIII	5	8	130	VIII	100
9	185	IX	5	9	175	IX	15	9	190	IX	5	9	200	IX	5	9	125	IX	102

tensione alternativa che viene messa in evidenza dalla deviazione del microamperometro del voltmetro amplificatore. Se la piastrina non è geminata, e se le sue polarità concordano con quelle del cristallo campione, lo strumento segna circa 180 μA; se invece le polarità sono opposte, la deviazione si riduce a 10 μA. Quando la piastrina è geminata, tali deviazioni sono diverse e variabili da punto a punto della superficie del cristallo ([5]).

Per fare una misura rigorosa è necessario esplorare tutta la superficie del cristallo sopra ambedue le facce; riesce conveniente, a tale scopo, suddividere in precedenza la superficie in aree elementari di circa 1 cm^2, con un reticolo tracciato a matita. Per ottenere buoni risultati occorre che le piastrine non siano umide: perciò conviene lavarle accuratamente con alcool ed evitare, durante la misura, il contatto con le mani dell'operatore.

Qualora, oltre alle normali verifiche, fosse necessario determinare anche la direzione degli assi, basterebbe cambiare il supporto scorrevole ed adattarne un altro di forma opportuna in modo da mantenere la piastrina in posizione verticale, come è stato precedentemente descritto.

A titolo di esempio si riportano i risultati ottenuti dalla prova eseguita su dieci piastrine di quarzo di un mosaico per proiettore da scandaglio. Le piastrine sono tutte di forma quadrata ed hanno le dimensioni di $28 \times 28 \times 4,5$ mm^3.

Prima di procedere alla verifica, sulle facce delle singole piastrine è stato segnato a matita un reticolato in modo da suddividere la superficie di ogni faccia in nove quadrati elementari, distinti (rispettivamente per le due facce) con i numeri arabi da 1 a 9 e con quelli romani da I a IX. I quadrati elementari portanti lo stesso numero risultano disposti uno di fronte all'altro sulle due facce opposte. Il risultato ottenuto nella misura è specificato nelle tabelle annesse. I valori espressi in μA, e segnati accanto ai numeri che caratterizzano l'area in esame, corrispondono alla lettura fatta al microamperometro quando tale area elementare si trovava a diretto contatto con la base del diapason.

Dall'esame dei dati ottenuti si deduce facilmente che solo le piastrine segnate con i numeri 1, 2, 6, 8, 9 risultano buone per la formazione del mosaico. Esse dovranno essere disposte in modo che sulla faccia superiore del mosaico si trovino i reticoli segnati con i numeri arabi, e sulla faccia inferiore quelli con i numeri romani, o viceversa.

Roma, marzo 1934-XII.
Ministero della Marina.

([5]) I valori indicati sono quelli ottenuti agendo sul quarzo con una pressione di circa 3 kg/cm^2 ed impiegando il voltmetro amplificatore descritto.

-- INFORMAZIONI E NOTIZIE --

Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris. — Con R. Decreto-Legge del 4 ottobre 1934-XII, n. 1691, è stata decretata l'istituzione in Torino dell'I.E.N.G.F., al fine di promuovere nel campo degli studi e delle applicazioni elettriche il progresso scientifico e industriale dell'Italia.

Fin dal 1929 il Gruppo S.I.P., con atto di illuminato mecenatismo, aveva intrapreso in Torino la costruzione di un grande laboratorio, che si sarebbe affiancato nella sua attività all'industria e agli enti scientifici affini in comunione d'intenti e di operosa collaborazione [1]. La Reale Accademia d'Italia aveva salutato con vivo compiacimento l'iniziativa, e il Consiglio Nazionale delle Ricerche le aveva concesso i suoi auspici. Con le attuali determinazioni di Governo, ha vita un nuovo ente che, giovandosi del lavoro già fatto, si assume il còmpito di completarlo e di metterlo in valore; ampliandone anzi le finalità col costituire nell'àmbito nuovo anche la sede della Scuola Elettrotecnica Galileo Ferraris del R. Istituto Superiore d'Ingegneria di Torino, ricca di tradizioni e di mezzi scientifici.

La Città di Torino appoggia la grandiosa impresa conferendo al nuovo Istituto il terreno ad esso destinato e assumendosi, a pieno suo carico, l'onere della prima attrezzatura. Il Gruppo S.I.P. apporta al patrimonio dell'ente il fabbricato con l'impegno di completarlo secondo i nuovi piani all'uopo concordati. La Scuola Elettrotecnica Galileo Ferraris conferisce all'I.E.N.G.F. tutte le sue dotazioni attuali e future.

Assicurato così il completo approntamento dell'Istituto, il Governo Nazionale interviene a garantirne la vita. Con atto lungimirante esso chiama l'intera Nazione a fornire i mezzi indispensabili per partecipare attivamente al cammino senza soste del progresso tecnico: atto importantissimo nel quadro delle iniziative che il Consiglio Nazionale delle Ricerche propugna per assicurare all'Italia, anche nel campo scientifico, il posto che le spetta.

Il nuovo organismo è destinato a diventare centro italiano di alti studi nel campo delle discipline elettriche e affini; esso svolgerà ricerche scientifiche e tecniche intese a promuovere tutte le applicazioni dei fenomeni elettrici. Gli argomenti di studio potranno quindi essere scelti sia fra i problemi che si discutono negli ambienti scientifici, sia fra le questioni che si presentano insolute al tecnico e all'industriale. Sarà quest'ultima una nuova forma di attività preziosa e auspicata, che, affiancandosi alla esecuzione di prove e misure di carattere ordinario, verrà posta a disposizione di enti, ditte, privati.

Accanto a quest'opera, che si potrebbe dire di utilità immediata, l'Istituto attraverso la costituzione di un alunnato interno provvederà a foggiare i ricercatori. Una piccola schiera di giovani laureati, scelta

[1] L'Elettrot., 1929, XVI, p. 304.

fra i designati dal Consiglio Nazionale delle Ricerche e dai Consigli Accademici degli Istituti Superiori, verrà avviata al lavoro di ricerca di indole sperimentale e preparata a divenire una coorte di studiosi, capace di affrontare non soltanto le esigenze contingenti della vita pratica di esercizio, ma anche la disamina di questioni complesse, ricche di possibilità preziose per le applicazioni avvenire.

Anche i còmpiti didattici, come si è già accennato, rientreranno nelle finalità del nuovo ente, poichè esso assumerà tutte le mansioni inerenti all'insegnamento delle discipline elettriche per gli allievi dell'Istituto Superiore d'Ingegneria di Torino; pur sotto questo aspetto la grande larghezza di attività e di contatti con il mondo tecnico e



Fig. 1. — L'Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris.

scientifico sarà un indiscutibile vantaggio per mantenere aggiornato e sempre aderente ai bisogni della pratica il complesso degli insegnamenti.

L'edificio destinato ad ospitare l'Istituto sorge sul Corso Massimo d'Azeglio, a breve distanza dalla sede del R. Istituto Superiore d'Ingegneria nel Castello del Valentino e da altri istituti universitari, lontano dalle zone rumorose e movimentate della città. Requisito questo molto auspicabile per tutte le ricerche scientifiche ed in particolare per quelle da svolgere nei campi in cui disturbi esterni e vibrazioni costituirebbero un grave inconveniente. Il fabbricato occupa solo la fronte del terreno disponibile, ed è già predisposto per futuri ampliamenti da attuarsi con la costruzione di maniche laterali e con quella di un gran corpo centrale posteriore, riservato alla sala per altissime tensioni.

L'edificio attuale risulta di cinque piani e di una sopraelevazione centrale che — sita ad un livello più alto di tutti i fabbricati circostanti, e opportunamente schermata verso il basso — potrà riuscire utilissima per la ricezione di onde radioelettriche non distorte.

L'ampiezza dei locali disponibili vi consentirà, a completo agio, aule spaziose e sale di esercitazioni per gli allievi; mentre numerosi laboratori, appositamente previsti secondo le esigenze più moderne, ospiteranno i ricercatori dei vari reparti, destinati a còmpiti di esperienze e di studio.

L'importante impresa, già a lungo vagheggiata, passa dunque allo stadio di definitiva attuazione. E chi ne ha seguito il sorgere e



Fig. 2. — Il Duce esce dall'Istituto dopo la visita del 24 ottobre 1932.

gli eventi, e chi sia pensoso dell'avvenire scientifico e tecnico del nostro paese, non può a meno di associarsi alle considerazioni e all'auspicio che S. E. Vallauri, assertore dell'importanza dell'iniziativa e guida del suo procedere, esprimeva al Duce durante la visita di lui al cantiere di costruzione dell'Istituto nell'ottobre 1932:

« Altre nazioni hanno creato per ciascuno dei grandi rami della scienza applicata qualche potente istituto di ricerche. Questi grandi enti sono ormai essi soli, bisogna riconoscerlo, alla testa del progresso... ».

«... I piani del nuovo Istituto sono stati studiati con estrema minuzia e con alta competenza. Se saranno pienamente attuati esso non avrà l'uguale in Europa e potrà dare frutti mirabili. Torino, grazie alla tradizione istituita da Galileo Ferraris e sempre gelosa-

mente custodita e coltivata, ha tutti i titoli per ospitare il nuovo Ente e farlo assurgere, come vuole il Consiglio delle Ricerche, alla funzione di primo centro nazionale per gli alti studi di elettrologia ».

E a proposito dell'attività che nell'Istituto si sarebbe svolta, concludeva: « Già vedo con gli occhi del pensiero codesto lavoro: esso è fra i più nobili ed alti per il disinteresse e le idealità a cui si ispira ed in pari tempo è anche, ne sono profondamente convinto, tra i più utili e fecondi per il domani economico e quindi anche sociale e politico del Paese ». *P. L.*

*

XXXIX Riunione annuale dell'A. E. I. — Inaugurato da S. E. Puppini, si è tenuto a Gardone Riviera, in fine di settembre, l'annuale congresso dell'Associazione Elettrotecnica Italiana; le sedute tecniche, che avevano per tema le perturbazioni nel funzionamento degli impianti elettrici, si svolsero nei giorni 24-26, sotto la presidenza dell'Ing. L. Emanueli, presidente dell'A. E. I. Un gruppo notevole di memorie riguardava gli impianti di telecomunicazione; riassumiamo qui i punti più salienti di questa parte dei lavori.

L. Niccolai ha trattato dei disturbi, cui sono soggette le comunicazioni telefoniche su lunghi circuiti in cavo. Egli li classifica secondo la loro origine in tre categorie: quelli prodotti dai dispositivi di alimentazione degli amplificatori, quelli dovuti a forze elettromotrici indotte in un circuito dalle correnti circolanti negli altri circuiti telefonici o telegrafici contenuti nello stesso cavo, quelli infine causati da tensioni indotte dagli impianti di trasporto o di distribuzione dell'energia elettrica. Si sofferma particolarmente su quest'ultima categoria e mette in rilievo la necessità di distinguere i due casi di pericolo e di disturbo; considerando quindi in particolare questo secondo, rileva che attualmente l'ingegnere telefonico è al limite delle sue possibilità, nei riguardi della riduzione delle perturbazioni, ed è perciò obbligato a chiedere al tecnico delle correnti forti di migliorare il fattore di forma delle correnti trasportate, al fine di ridurre il contenuto di armoniche, e quindi l'entità del disturbo.

B. Focaccia riferisce su esperienze eseguite, in collaborazione con G. Cerillo, per determinare l'entità dell'induzione elettromagnetica prodotta da una linea a 80 kV sulla contigua linea telefonica di servizio. Il disturbo continuativo derivante da induzione elettromagnetica ed elettrostatica è trascurabile, mentre è grave il pericolo di danno in occasione di perturbazioni nel servizio della linea di trasporto, principalmente per effetto di induzione elettromagnetica. In base alle esperienze, il relatore ritiene che, in sede di progetto di nuove linee di trasporto, nulla di nuovo si possa fare per eliminare il pericolo di danno alle linee telefoniche, e quindi non sia da attendersi un progresso da questo lato. D'altra parte, anche in sede di studio planimetrico di posa, sia delle linee di trasporto sia di quelle di telecomunicazione, non è sempre possibile mettersi al sicuro, data la configurazione planimetrica e orografica del nostro paese; e in avvenire le condizioni saranno sempre più difficili. Un progresso non si può aspettare da altro, che da un'opportuna progettazione delle linee di telecomunicazione, studiandone attentamente la costituzione e impiegando dispositivi atti a diminuire l'entità delle induzioni.

Nella discussione sulle memorie Niccolai e Focaccia, E. Soleri rileva come esse appaiano concludere in modi contrapposti, poichè l'una addossa ai tecnici delle correnti forti, l'altra a quelli delle cor-

renti deboli, il compito di migliorare la situazione. Niccolai chiarisce che non c'è vera contraddizione, poichè egli si è occupato principalmente della condizione di disturbo, e il collega invece di quella di pericolo. Focaccia si associa, ed aggiunge che per il fattore di forma, grandi progressi sono stati compiuti nella costruzione dei macchinari elettrici, dimodochè oggigiorno la forma d'onda in condizioni di funzionamento normale è, salvo casi particolari, praticamente sinusoidale.

Nell'esporre la memoria seguente, S. Treves, rammentata l'importanza che lo studio dei fenomeni transitori ha nel campo delle comunicazioni elettriche dato il carattere essenzialmente temporaneo dei segnali stessi che si trasmettono, spiega come si possano analiticamente studiare i fenomeni che si presentano in regime transitorio, e in particolare accenna alla questione delle distorsioni. A una domanda di G. Rutelli, se per le trasmissioni telefoniche a servizio delle radiodiffusioni siano state fatte ricerche sugli effetti della distorsione non lineare in regime transitorio, Niccolai risponde che non esistono attualmente strumenti i quali permettano l'effettivo studio dei fenomeni in regime transitorio. Treves si associa al chiarimento e fa presente che sinora, in sede sperimentale, i fenomeni transitori sono stati studiati solo al riguardo della distorsione di fase; la quale, com'è noto, per effetto della diversa velocità di propagazione relativa alle diverse frequenze, determina un prolungamento della durata del segnale ed una diminuzione di articolazione. Gli studi sperimentali svolti a tal proposito hanno condotto ad inserire, sui circuiti per trasmissioni a grandissime distanze, apposite linee artificiali, che vengono chiamate « compensatrici di fase » e presentano caratteristiche complementari di quelle delle linee reali. In seguito a richiesta di F. Vecchiacchi, Treves specifica che la massima differenza ammissibile nel tempo di propagazione per componenti di frequenza diversa è, secondo le vigenti prescrizioni del C. C. I. F., 30 millisecondi.

G. Cocci riferisce sullo studio di inviluppi con metodi operazionali e sulla loro applicazione alla determinazione delle proprietà selettive dei ricevitori. A commento della comunicazione, E. Bottani accenna in genere al calcolo operazionale; rammenta i tre procedimenti usati finora: l'integrale di Fourier, il procedimento di Heaviside e le funzioni impulsive; e mette in fine in rilievo la nuova via illustrata dal Cocci.

F. Vecchiacchi parla delle interferenze nelle radioricezioni, soffermandosi in particolare sul problema tecnico nella costruzione dei radioricevitori e accennando a possibilità di riforma del piano di distribuzione delle frequenze delle stazioni europee. F. Marietti si dichiara scettico circa possibilità di miglioramento dell'attuale piano di Lucerna, e insiste sulla necessità di aumentare la gamma di frequenze assegnate alle radiodiffusioni.

M. Boella tratta la questione dell'eliminazione dei disturbi alle radioaudizioni, causati dagli impianti elettrici a corrente forte; mette in rilievo l'importanza che attualmente le si annette in tutta Europa e lamenta che in Italia, dopo un periodo di attività, il quale, con la compilazione delle norme del C. E. I. per la protezione delle radioaudizioni e con gli esperimenti compiuti in alcune città, ci aveva portato all'avanguardia, il problema da oltre un anno sia stato abbandonato. Siamo così stati sopravanzati dalle principali nazioni europee, le quali negli ultimi tempi hanno lavorato molto in questo campo, e non abbiamo portato alcun contributo alla recente riunione

di Parigi della C. E. I. su tale questione. Occorre pertanto riprenderla attivamente in esame e trovarsi pronti a partecipare ai lavori per l'attuazione dei provvedimenti, che ben presto si imporranno ovunque.

Nella discussione che segue, G. Someda riferisce come i lavori della Commissione tecnica governativa nominata a Padova siano stati completamente impediti dall'atteggiamento della società tranviaria, ai cui impianti era risultato doversi essenzialmente attribuire la causa dei disturbi; furono fatte tuttavia alcune interessanti constatazioni: che i maggiori disturbi si hanno per l'interruzione di correnti di $3 \div 4$ A, e che essi aumentano, entro un certo limite, con l'aumentare della distanza della vettura dal punto disturbato; circa la questione infine, se le filovie disturbino più o meno dei tram, osserva che la filovia di Vicenza disturba moltissimo.

L. Lombardi quindi, in qualità di membro del Comitato superiore per la sorveglianza delle radiodiffusioni e di presidente della Commissione tecnica per la prevenzione dei disturbi alle radioaudizioni, espone brevemente la genesi della questione di Padova, sollevata vari anni or sono, al pari di quella di Como, dalle generali lamentele dei radioascoltatori, fortemente disturbati dai sistemi locali di segnalazione tranviaria. Alle prime richieste della Commissione entrambe le aziende risposero accettando di mettere in opera mezzi acconci alla eliminazione delle perturbazioni, introducendo a Padova lampade al neon e a Como adatti relè di segnalazione. A un certo punto però, sotto la pressione delle loro difficili condizioni economiche e con l'appoggio della Federazione nazionale dei trasporti, iniziarono concordemente un'azione di resistenza passiva, a cui si associarono tutte le altre aziende tranviarie, rifiutando di proseguire gli esperimenti finchè non fosse esplicitamente riconosciuto all'E. I. A. R., o ad altro ente, l'onere della spesa, alla quale esse non credevano di essere obbligate, per la preesistenza dei loro impianti e per l'ambiguità della relativa disposizione di legge. A quest'ultima per altro sarà ora ovviato mediante apposito articolo nel testo unico, che si sta elaborando, delle leggi relative alle telecomunicazioni. In linea di principio, non potendosi consentire che gli inconvenienti lamentati si protraessero indefinitamente, il Ministero dispose la nomina della Commissione arbitrale prevista dalla legge speciale sulle radiotrasmissioni, ed essa dovrà accertare le cause dei disturbi e proporre i rimedi. E' questo complesso di circostanze che determinò l'arresto parziale dell'attività della Commissione tecnica, alla quale risale l'iniziativa della compilazione delle prime norme per la protezione contro i disturbi, già approvate dal C. E. I., dall'A. E. I. e dall'U.N.F.I.E.L., sancite con apposito Decreto del Ministero delle Comunicazioni e accolte favorevolmente anche in campo internazionale. La Commissione tecnica ha ripetutamente invocato la creazione di un ufficio competente ad accertare le origini dei disturbi ed a studiarne caso per caso la eliminazione; la proposta non venne accolta per ragioni amministrative. Certamente è da augurare che il movimento, iniziato in Italia e poi largamente proseguito in altri paesi, venga anche fra noi ripreso e continuato, con mezzi adeguati all'importanza, universalmente riconosciuta, del servizio di radiodiffusione.

Dal punto di vista più strettamente tecnico, Boella è del parere che i tram non siano sempre la maggiore o almeno l'unica fonte di disturbo nelle città; spiega quindi come ci si possa rendere ragione del fatto che il disturbo aumenti quando la vettura tranviaria si allontana; e sostiene che non si vede motivo perchè le filovie debbano

disturbare più dei tram. Alla domanda, se l'impianto di Vicenza sia di tipo moderno, Someda risponde che le vetture sono di tipo vecchio, originariamente costruite per il servizio con accumulatori.

R. Sartori riassume quindi la sua memoria sullo studio, mediante il calcolo operazionale, della propagazione di perturbazioni elettriche di forma qualunque lungo linee, in cui siano inserite reti a costanti concentrate; A. Asta aggiunge qualche osservazione sull'impiego delle funzioni unitarie.

G. Rutelli espone poi un quadro del fenomeno dell'evanescenza dei segnali, descrivendo i moderni tipi di antenne trasmittenti antievanescenza. Ed infine F. Marietti riferisce su alcune perturbazioni che si incontrano negli impianti amplificatori a tubi elettronici, e indica come sia possibile eliminarle. *M. B.*

*

Concorso a premio indetto dal C. N. R. (1) — Il Comitato per l'Astronomia, la Matematica applicata e la Fisica del Consiglio Nazionale delle Ricerche bandisce un concorso a premio sul tema seguente:

« *Applicazione concreta dei metodi matematici ai fenomeni fisici ed alle attuazioni tecniche in cui entrano in gioco fenomeni di ereditarietà e di isteresi* ».

Possono concorrere a detto premio cittadini italiani (d'ambo i sessi) con un lavoro stampato o dattilografato in lingua italiana da inviarsi entro il 30 marzo 1935-XIII alla Segreteria Generale del Consiglio Nazionale delle Ricerche (Ministero dell'Educazione Nazionale, viale del Re, Roma).

L'ammontare del premio è di L. 5000.

---

(1) Seconda notifica.



ALTA FREQUENZA

SOMMAIRE

Notes de la Rédaction .. .. Page 513

C. MATTEINI: Effets des capacités intérieures dans le fonctionnement des amplificateurs à lampes .. .. » 517

On rappelle d'abord les phénomènes produits par les capacités intérieures dans les amplificateurs à lampes et on détermine analytiquement ces effets en se référant aux déphasages entre la tension d'excitation de la grille et la tension aux bornes du circuit d'anode.

Sur la base de ces équations on examine les modifications qui se produisent dans les courbes de résonance des amplificateurs à circuit d'anode accordé et à filtres de bande et on calcule le gain produit dans l'amplification par la réaction à travers la capacité grille-anode.

Ensuite, étant donné que la réaction est proportionnelle à l'amplification produite par la lampe, on définit les limites d'amplification qui ne doivent pas être dépassées pour qu'on ait un fonctionnement stable des amplificateurs à un ou à plusieurs étages, soit avec anode accordée, soit avec transformateur.

On donne enfin des diagrammes pour évaluer le gain produit par la réaction dans les différentes conditions de fonctionnement stable.

A. MARINO: Sur les caractéristiques de modulation et de fonctionnement des tubes amplificateurs à haute fréquence .. .. Page 541

Dans la première partie l'auteur développe une méthode pour la détermination de la puissance de sortie et du rendement d'un tube amplificateur à haute fréquence, en supposant donnés: la tension anodique continue V_{a0}, la tension de polarisation de la grille — V_{g0}, l'amplitude de la tension (sinusoïdale) d'excitation de la grille $\mathcal{V}_g$, la résistance dynamique R_a du circuit anodique accordé.

On employe cette méthode pour déduire des caractéristiques statiques d'un tube électronique dans le plan I_a V_a ou dans le plan I_a V_g trois classes de caractéristiques: celles de modulation de plaque (en considérant comme variable V_{a0}), celles de modulation de grille (en considérant comme variable V_{g0}), celles de fonctionnement (en considérant comme variable $\mathcal{V}_g$).

On indique aussi une méthode pour le choix convenable et la détermination des paramètres d'un tube qui doit être employé dans un étage avec modulation de plaque ou de grille, ou comme amplificateur de courants de haute fréquence modulés, la puissance de sortie et le taux de modulation étant connus.

Après avoir spécifié certaines particularités différentiant les systèmes de modulation de plaque et de grille, et certaines autres relatives à l'amplification des courants de haute fréquence modulés, on expose le criterium à suivre pour le choix convenable de la méthode à employer dans le projet d'un transmetteur téléphonique.

Dans la seconde partie l'auteur, en comparant les caractéristiques de modulation obtenues expérimentalement avec trois types de tubes, et

les caractéristiques correspondantes déduites de la méthode qu'il a exposé, montre que les différences entre les résultats théoriques et pratiques sont d'un ordre de grandeur tel qu'elles peuvent être négligées.

Sur la base de l'examen des caractéristiques de modulation expérimentales, on met enfin en évidence certaines particularités qui distinguent, à l'égard de la modulation, les tubes à basse émission électronique, de ceux à haute émission.

V. DE PACE: Les radiogoniomètres .. .. Page 598

On donne un aperçu des idées et des principes dont est dérivée la radiogoniométrie et on met en relief que cette branche de la radiotechnique trouve ses plus importantes applications dans la marine, et que la solution la plus brillante du problème fondamental, de la détermination du point d'un navire, est donnée par l'installation à bord d'un radiogoniomètre.

On rappelle ensuite les principes essentiels de la théorie du radiogoniomètre particulièrement en ce qui concerne les radiogoniomètres de bord.

Un dernier aperçu est réservé à la théorie des déviations dans les relèvements radiogoniométriques, occasionnées par l'influence de la coque et des câbles conducteurs du bord, induits par l'onde électromagnétique du poste à relever.

Résumés .. .. Page 622

Chronique .. .. » 632

Livres et Publications .. .. » 635

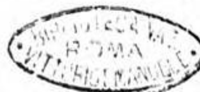
Brevets .. .. » 639

Appareils nouveaux:

S. ROSANI: Le contrôle des lames de quartz pour les mosaïques des projecteurs ultrasonores .. .. .. » 643

On décrit une méthode de contrôle électrique des lames de quartz affectées à la composition des mosaïques pour les projecteurs ultrasonores. On donne les renseignements nécessaires pour la construction de l'électrodiapason et du voltmètre amplificateur qui servent pour une rapide exécution de ces épreuves.

Informations .. .. Page 650



Vol. III - N. 5 Ottobre 1934-XII

ALTA FREQUENZA

CONTENTS

Editorial .. .. Page 513

C. MATTEINI: Effects of the inter-electrode capacities on the performance of the vacuum tube amplifiers .. » 517

Having referred to the phenomena due to the internal capacities in an amplifier, the mathematical analysis of their effects is made by taking into account the phase differences between the alternating grid and anode voltages.

With these equations an analysis is made of the changes in the resonance curves of tuned anode and band-pass filter amplifiers, and the gain due to the grid-plate reaction is calculated.

The limits of amplification are derived which allow a stable performance for one or more stage amplifiers, either tuned anode or transformer coupled.

Diagrams are given for evaluating the reaction gain under the conditions of stable amplification.

A. MARINO: On the modulating and operating characteristics of radio-frequency amplifying tubes .. .. Page 541

In the first part of the paper a method is developed for determining the output power and the efficiency of a tube used as a radio-frequency amplifier, of which the following operating parameters are known: static anode voltage V_{a0}, grid polarisation voltage $-V_{g0}$, amplitude $\mathcal{V}_g$ of the grid exciting voltage (sinusoidal), dynamic resistance R_a of the anode tuned circuit.

Starting from the knowledge of the static characteristic curves of a given tube in the I_a V_a or in the I_a V_g plane, the method is employed for tracing the plate modulation characteristics (taking V_{a0} as variable), the grid modulation characteristics (taking V_{g0} as variable), the operating characteristics of the tube (taking $\mathcal{V}_g$ as variable).

A method is also indicated for the proper choice and determination of the parameters of a tube which is to be employed in a stage with plate or grid modulation, or as an amplifier of modulated radio-frequency currents, when the output power and the degree of modulation are known.

After having outlined some special features differentiating the plate and grid modulation systems and the amplification process of modulated radio-frequency currents, there is given a brief note on the criterion to be followed for the proper choice of the modulation system in the design of a telephone transmitter.

In the second part of the paper the plate modulation characteristics, experimentally obtained from three types of tubes, are compared with the corresponding ones obtained from the static characteristic curves by the method developed in the first part of the paper. The differences between practical and theoretical results are discussed, and the smallness of such differences is noted.

From the observation of the plate modulation characteristics of the three tubes mentioned above, some features are described which differentiate the modulating action of low emission tubes from high emission ones.

V. DE PACE: Radiogoniometers .. .. Page 598

The principles of radiogoniometry are described, noting that this branch of radiotechnics finds in navigation its most important application. The best solution of the fundamental problem, the determination of the ship's position, is obtained by having the radiogoniometer on board the ship.

The principal points of the radiogoniometer's theory are described, with particular reference to naval radiogoniometers; and also the theory of the deviations in radiogoniometric bearings, due to the influence of the hull and of the conductor cables on board.

Abstracts .. .. Page 622

Chronicle .. .. » 632

Books and Publications .. .. » 635

Patents .. .. » 639

New Apparatus:

S. ROSANI: The testing of the quartz plates for the supersonic sounding apparatus .. .. » 643

A method for the electric testing of the quartz plates employed in the supersonic searching and sounding apparatus is described. There is then given all the information required for the construction of an electric tuning-fork and of a thermionic voltmeter, convenient for quickly carrying out the tests.

Information .. .. Page 650

Vol. III - N. 5 Ottobre 1934-XII

ALTA FREQUENZA

INHALT

Anmerkungen der Schriftleitung .. .. Seite 513

C. MATTEINI: Einfluss der Elektrodenkapazität auf das Verhalten der Röhrenverstärker .. .. » 517

Zunächst fasst man die Erscheinungen zusammen, die durch die Elektrodenkapazität einer als Verstärker arbeitenden Elektronenröhre hervorgerufen werden; aus der Betrachtung der Phasenverschiebung zwischen Gitter- und Anodenwechselströmen definiert man die genannten Erscheinungen quantitativ.

An Hand der so ermittelten Gleichungen untersucht man die Aenderungen der Resonanzkurve eines Verstärkers, einmal mit abgestimmtem Anodenkreis, das andere Mal mit Bandfilter, und berechnet den Verstärkungsgewinn durch Rückkopplung infolge der Gitter-Anodenkapazität.

Ferner stellt man, für ein- oder mehrstufige Verstärker, mit abgestimmtem Anodenkreis oder mit Transformator, die oberen Verstärkungsgrenzen fest, welche nicht überschritten werden sollen, damit ein stabiler Betrieb gewährleistet ist.

Es werden Diagramme angegeben, welche dazu dienen, den Verstärkungsgewinn bei verschiedenen stabilen Zuständen zu berechnen.

A. MARINO: Ueber die Modulations- und Betriebseigenschaften der Hochfrequenzverstärkerröhren .. .. Seite 541

Im ersten Teil ist eine Methode zur Bestimmung der Ausgangsleistung und des Wirkungsgrades einer Hochfrequenzverstärkerröhre angegeben, deren Betriebsparameter bekannt sind: Anodenspannung V_{a0}, negative Gittervorspannung — V_{g0}, Amplitude $\mathcal{V}_g$ der Gitterreglerspannung (von der man sinusförmigen Verlauf annimmt) und dynamischer Widerstand R_a des Anodenschwingungskreises.

Ausgehend von den statischen Eigenschaften einer gegebenen Elektronenröhre, welche im Koordinatenkreuz I_a V_a, oder im Koordinatenkreuz I_a V_g dargestellt sind, wird die genannte Methode für die Aufzeichnung folgender Charakteristiken angewendet: 1. der Anodenmodulation (wobei V_{a0} als variabel angenommen wird), 2. der Gittermodulation (wobei der Parameter V_{g0} als variabel angesehen wird), 3. der Betriebseigenschaften (indem man $\mathcal{V}_g$ als variabel ansieht).

Es wird dann eine Methode für die Wahl und die Bestimmung der entsprechenden Parameter der Röhre angegeben, und zwar zur Verwendung derselben in einer Stufe, die mit Anoden- oder Gitter-Modulation oder schliesslich als Verstärker modulierter Hochfrequenzströme arbeitet, wobei von letzteren die Ausgangsleistung und der Modulationsgrad bekannt sind. Nachdem noch einige wichtige unterschiedliche Einzelheiten der Anoden- bezw. Gitter-Modulation und der Verstärkung modulierter Hochfrequenzströme hervorgehoben wurden, ist ein Hinweis auf die Richtlinie zur Wahl des anzuwendenden Modulationssystems gegeben, sofern man einen Telephoniesender entwerfen soll, wobei auch die Hochfrequenzverstärkungsstufe in Betracht gezogen wird.

Im zweiten Teil werden vorerst die an drei verschiedenen Typen von Elektronenröhren durch Versuch erhaltenen Charakteristiken der Anodenmodulation mit den entsprechenden, aus den statischen Charakteristiken I_a V_a mit dem im ersten Teile angegebenem Verfahren abgeleiteten Eigenschaften verglichen, es wird dann gezeigt, dass die Unterschiede zwischen den experimentell und den theoretisch gefundenen Modulationscharakteristiken gering, und daher praktisch zu vernachlässigen sind.

Zum Schluss werden auf Grund der Untersuchung des Verlaufes der Anodenmodulationscharakteristiken der drei untersuchten Elektronenröhren einige unterschiedliche Einzelheiten hervorgehoben, welche hinsichtlich der Modulation Röhren schwacher und solche starker Emission kennzeichnen.

V. DE PACE: Funkpeiler .. .. Seite 598

Nach einer kurzen Darlegung der Grundgedanken, auf denen die Funkpeilung aufgebaut ist, beweist Verf., dass dieser Zweig der Radiotechnik seine wichtigste Anwendung in der Schiffahrt findet, und dass die beste Lösung der so wichtigen Aufgabe der Standortbestimmung der Bordpeiler darstellt.

Man erwähnt die wichtigsten Prinzipien der Theorie der Funkpeilung mit besonderer Berücksichtigung des Bordpeilers.

Es folgt ein kurzer Hinblick auf die Theorie der Fehlweisungen, die bei der Funkpeilung vom Schiffskörper und von elektrischen Leitungen herrühren, die von elektromagnetischen Wellen getroffen werden.

Literatur .. .. Seite 622

Chronik .. .. » 632

Besprechungen .. .. » 635

Patente .. .. » 639

Neue Apparate:

S. ROSANI: Prüfung der Quartzplatten für Ultraschallwerfer .. .. » 643

Ein Verfahren zur elektrischen Prüfung der Quartzplatten, die zum Bau von Ultraschallwerfern dienen, wird beschrieben, und die Konstruktionsangaben einer elektrischen Stimmgabel und eines Röhrenvoltmeters, die zu einer schnellen Ausführung dieser Prüfung sich gut eignen, werden mitgeteilt.

Technische Nachrichten .. .. Seite 650

Ing. RENATO SAN NICOLÒ, *Direttore responsabile*

INDUSTRIE GRAFICHE ITALIANE STUCCHI - Via Marcona, 50 - MILANO - 1934-XII

Apparecchi di misura speciali Siemens

per ricerche e misure scientifiche e tecniche in impianti telefonici, di trasmissione musicale, di telefonia ad alta frequenza, di radiotrasmissione.



Per lo studio ed il miglioramento delle caratteristiche acustiche dei locali adibiti alla ripresa ed alla riproduzione di musica viene costruita una serie completa di apparecchi. D'importanza notevole fra questi è il

Misuratore di riverberazione o risonanza Siemens

L'apparecchio consente misure rapide e spedite in secondi in qualsiasi locale come sale di ripresa, sale per conferenze, sale da concerti, teatri, chiese, ecc. rendendo possibile la correzione e la eliminazione di fenomeni perturbatori ed inoltre permettendo una razionale distribuzione dei microfoni ed altoparlanti. L'apparecchio viene impiegato anche per la determinazione dell'assorbimento del suono da parte di qualsiasi materiale.

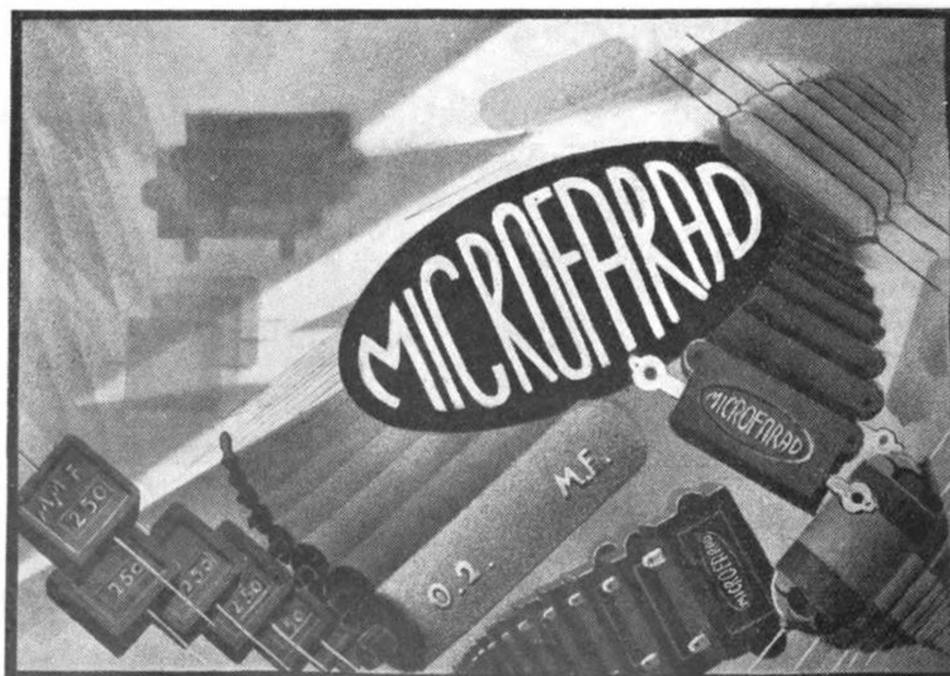
Per maggiori delucidazioni è a completa disposizione la



SIEMENS SOCIETÀ ANONIMA

Sezione Apparecchi - **MILANO** - Via Lazzaretto N. 3

ROMA - Piazza Mignanelli, 3
TORINO - Via Mercantini, 3
TRIESTE - Via Trento, 15
GENOVA - Via Cesarea, 12



"MICROFARAD" - FABBRICA ITALIANA CONDENSATORI - Milano - Via Privata Derganino, 18/20
Telefono N. 97-077

CONDENSATORI PER RADIO-TELEFONIA E INDUSTRIA

Pubblicazioni dell'« A. E. I. »

L'ELETTROTECNICA – Periodico trimensile.
Giornale ed Atti dell' A. E. I. (si pubblica il 5, 15, 25 di ogni mese).
Annate arretrate ... cad. ... L. 100,—
più per postali ... » 10,—
Abbonamento: per il Regno ... » 100,—
» per l'Estero ... » 150,—
Un numero separato: per il Regno ... » 4,—
» » per l'Estero ... » 6,—
più per postali ... » 0,50
» » estero ... » 1,50

ALTA FREQUENZA - Periodico bimestrale.
Rivista di Radiotecnica, Telefonia e acustica applicata.
Annata 1932 ... L. 30,—
» *per i Soci dell'* A. E. I. » 20,—
Annata 1933 ... » 40,—
» *per i Soci dell'* A. E. I. » 30,—
Abbonamento 1934 ... » 40,—
» *per i Soci dell'* A. E. I. » 30,—
Un numero separato ... » 10,—
più per postali ... » 1,—

SUNTI E SOMMARI - Bollettino mensile.
Documentazione Bibliografica. Estratto da L'ELETTROTECNICA.
Abbonamento: per il Regno ... L. 15,—
» per l'Estero ... » 30,—

ANNUARIO A. E. I. – N. 1 **(Gennaio)** – Notizie sulla A. E. I. – Statuto e Regolamento dell' A. E. I. – Pubblicazioni – Elenco Soci ... Prezzo L. 10,—
gratis ai Soci
N. 2 **(Luglio)** – Repertorio Elettrotecnico – Variazioni al N. 1 – Elenco Leggi ... Prezzo L. 10,—
gratis ai Soci
più per postali ... L. 1,—

NORME DELL'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA.
Norme per le **Lampade Elettriche.** Prezzo ... L. 3,—
per i Soci ... » 2,—
più per postali ... » 0,50
Norme per l'ordinazione ed il collaudo delle **Macchine Elettriche per Trazione.**
Norme per l'ordinazione ed il collaudo dei **Motori primi idraulici.**
Norme per l'ordinazione e il collaudo degli **Isolatori di Porcellana.**
Norme per l'ordinazione ed il collaudo dei **Tubi Elettronici a catodo incandescente e ad alto vuoto.**
Norme per la fornitura dei **Cavi in carta impregnata.**
Norme per i **Trasformatori di misura.**
Norme per la **Costruzione e l'esercizio degli impianti elettrici nei teatri e locali di spettacolo in genere.**
Norme per gli **Olii per Trasformatori.**
Norme per gli **Impianti elettrici degli Apparecchi Radiologici ed Elettromedicali.**
Norme per gli **Interruttori in Olio.**
Norme per la fornitura di **Cavi e conduttori isolati in gomma.**
Norme per i **Contatori monofasi ad induzione.**
Prezzo di ciascun fascicolo ... L. 4,50
per i Soci ... » 3,—
più per postali ... » 1,—
Norme per l'esecuzione e l'esercizio degli **Impianti Elettrici.**
Prezzo ... L. 6,—
per i Soci ... » 4,—
più per postali ... » 1,—
Norme per l'ordinazione e il collaudo delle **Macchine elettriche.**
Norme per l'esecuzione e l'esercizio degli **Impianti di Bordo.**
Prezzo di ciascun fascicolo ... L. 9,—
per i Soci ... » 6,—
più per postali ... » 1,—

STATISTICA DEGLI IMPIANTI ELETTRICI IN ITALIA.
Vol. I. Dati elettrotecnici sulle distribuzioni di energia elettrica nei **Comuni e Colonie** d'Italia (III edizione compreso l'aggiornamento 1933).
Prezzo ... L. 30,—
per i Soci ... » 24,—
più per postali ... » 2,50
Vol. II. Elenco delle **Centrali** di produzione di energia elettrica coi dati tecnici quantitativi sulla generazione, trasformazione, distribuzione dell'energia elettrica in Italia. Nuova edizione completa di oltre 800 pagine per più di 2300 Centrali.
Prezzo ridotto ... L. 100,—
per i Soci ... » 60,—
più per postali ... » 6,50

***Per acquisti rivolgersi all'* Ufficio Centrale dell' A. E. I.**
Via San Paolo, 10 - Milano (2/2)

I versamenti possono essere eseguiti a mezzo Posta giro al N. 3/1189 su Milano


Biblioteca
nazionale
centrale
di Roma

VOL. III - N. 6 (PUBBLICAZIONE BIMESTRALE) DICEMBRE 1934 - XIII

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

SOTTO IL PATROCINIO
DEL CONSIGLIO NAZIONALE DELLE RICERCHE
DELL'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
DELLA SOCIETÀ ITALIANA DI FISICA







ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
MILANO (2/2) - VIA SAN PAOLO, N. 10

CONTO CORRENTE CON LA POSTA

Vol. III Dicembre 1934 - XIII N. 6

ALTA FREQUENZA

DATI E MEMORIE SULLE RADIOCOMUNICAZIONI E RIVISTA DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

Edita dall'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
Redazione e Amministrazione: Milano (2/2), Via S. Paolo, 10

UN NUMERO SEPARATO L. 10 ABBONAMENTO ANNUO L. 40

SOMMARIO

Pag.

Note di Redazione: Triodi e microonde - Radiofari - I convegni radiotecnici di Londra e di Lisbona - Economia nei cavi telefonici di giunzione . . . 657

Memorie e Articoli:

N. CARRARA: Sulla rivelazione delle microonde 661
G. MONTEFINALE: Radiofari per navigazione marittima ed aerea 673
C. M.: Quinto congresso dell'Unione Radio Scientifica Internazionale (U.R.S.I.) 705
G. A.: Terza riunione del Comitato Consultivo Internazionale delle Radiocomunicazioni (C.C.I.R.) 712

Lettere al Direttore: Cavi sottomarini parzialmente e gradualmente caricati - Resistenze negative di tubi elettronici 728

Recensioni: Impianti e accessori radiotecnici - Misure 732

Cronaca tecnica: Accumulatori e pile - Impianti e accessori radiotecnici . . . 739

Libri e Pubblicazioni: G. FURLANI: *La televisione* - *La radio nella vita della nazione* - D. RUSSO: *Il cinema sonoro* - A. FOCH: *Acoustique* - E. WAETZMANN: *Technische Akustik.* Erster Teil 742

Brevetti: Filtri elettrici - Sistema oscillatore-rettificatore per apparecchi radioriceventi - Perfezionamenti ai radioricevitori a supereterodina - Sistema di trasmissione telegrafica multiplex 745

Nuovi Apparecchi:

G. GINOCCHIO: Nuovo tipo di traslatore da 3 a 2 fili per centrali telefoniche automatiche urbane 753

Informazioni e Notizie: Italo Radio. Collegamenti transoceanici a onda corta - Primo Convegno Corporativo della Radio - Concorso a borse di studio indetto dal C. N. R. - Corso sui tubi elettronici 763

Necrologie: Giuseppe Vanni 768

Résumés en langue française
English summaries
Summarische Uebersichten in deutscher Sprache

Vol. III Dicembre 1934 - XIII N. 6

ALTA FREQUENZA



Triodi e microonde.

Lo studio del comportamento dei triodi nella produzione e nella rivelazione di quelle, che si son chiamate le microonde, continua a svilupparsi intenso e proficuo e, come spesso accade, dà frutti anche fuori del campo che direttamente ha occasionato le indagini teoriche e le ricerche sperimentali.

L'idea, formulata per primo dal prof. CARRARA in queste colonne (1), della formazione di un catodo virtuale nel triodo ricevente a griglia fortemente positiva, si è dimostrata feconda di risultati ed è ormai universalmente accolta. In particolare alcuni importanti contributi stranieri hanno in gran parte avvalorato le ricerche del nostro collega. Su di un punto tuttavia, cioè sull'influenza esercitata dal valore della tensione di griglia sull'efficacia del raddrizzamento, è sembrato che talune serie di risultati sperimentali fossero discordi e malamente spiegabili.

Ciò ha dato occasione al nuovo lavoro, che ora pubblichiamo. Esso chiarisce i motivi delle discordanze osservate e le rende plausibili, presentando altresì, a parer nostro, un quadro già più concreto, di quelli finora noti, del meccanismo interiore del funzionamento del tubo.

E' da augurarsi, che l'insieme di tutte le più moderne vedute sulla questione sempre più attraente del comportamento dei tubi elettronici, anche e specialmente nel caso delle altissime frequenze, trovi in qualche autorevole studioso il coordinatore e chiarificatore, capace di darci una loro teoria fisica ad un tempo generale, relativamente semplice e ben utilizzabile per lo studio delle applicazioni.

Radiofari.

Alla trattazione presentata nell'ultimo fascicolo a proposito dei radiogoniometri è logicamente collegata quella che ora pubblichiamo sull'argomento dei radiofari, dovuta al comandante MONTEFINALE. Le due classi di apparecchi rispondono praticamente a due aspetti del medesimo problema, ma il loro collegamento non deve intendersi nella forma di una troppo

(1) A. F., 1932, I, p. 6.

stretta corrispondenza: per la quale l'emissione di un radiofaro possa venire efficacemente utilizzata sempre e solo pel tramite di un radiogoniometro.

Molti sono oggi i radiofari che non richiedono la ricezione per radiogoniometro, essendo sufficiente per l'utilizzazione del loro segnale un ordinario ricevitore senza caratteristiche direzionali: condizione indispensabile questa, per allargare praticamente il campo d'azione dei radiofari a tutte le navi. Naturalmente, in tal caso, il radiofaro non può essere a sua volta una semplice stazione trasmittente, anch'essa senza caratteristiche direttive, e vari sistemi sono stati escogitati per fornire alla radioemissione gli elementi supplementari atti al riconoscimento della sua direzione di provenienza.

Tutto ciò vale, ancor più che per la navigazione marittima, per quella aerea, dato che qui la radiogoniometria — massimamente a bordo — è da considerarsi ancora ostacolata da notevoli difficoltà. In questo campo sono infatti da ammirare i più ingegnosi dispositivi: da quelli che consentono al velivolo lunghissimi percorsi su sorta di rotaie eteree, per rotte ben determinate, senza alcun ausilio dalla visibilità esteriore, a quelli che gli forniscono la guida sicura per atterrare alla cieca, giungendo a posarsi sul campo nella voluta direzione, nel punto giusto e con l'inclinazione più opportuna.

La genialità di molti dei nuovi ritrovati, taluni ancora in pieno sviluppo, e lo stupore che essi possono giustamente destare nel gran pubblico, fan sì che se ne parli spesso anche nella stampa non tecnica. Prevediamo riuscirà gradito ai nostri lettori aver ora sott'occhio una ordinata rassegna dell'argomento, ricca di documentazione illustrativa.

I convegni radiotecnici di Londra e di Lisbona.

La quinta assemblea dell'Unione Radio Scientifica Internazionale (U. R. S. I.) a Londra e la terza riunione del Comitato Consultivo Internazionale delle Radiocomunicazioni (C. C. I. R.) a Lisbona hanno dato risultati non trascurabili; sì che pensiamo torneranno utili ed interessanti per molti lettori i resoconti, che compaiono in questo fascicolo e sono stati dettati da due distinti colleghi intervenuti alle adunanze.

Le nazioni meglio attrezzate per i lavori di carattere internazionale hanno inviato anche questa volta delegazioni ben costituite, e condotte da personalità eminenti nel campo scientifico e tecnico; sopra tutto hanno mandato i frutti di una somma di ricerche ed i risultati di una quantità di osservazioni, veramente notevoli. E' stato possibile esprimere una serie di « pareri » e formulare per gli studi futuri una serie di « quesiti » che, nel loro insieme, danno un'idea presso che completa degli orientamenti e degli indirizzi, secondo cui evoluisce oggi la radiotecnica.

Gli apporti italiani non sono stati, dal punto di vista del numero e della vastità dei contributi, quali il nostro amor proprio e il valore di parecchi fra i nostri scienziati ed i nostri tecnici ci farebbero desiderare. Si deve riconoscere, che altri paesi hanno per ora la possibilità di impegnare per questi scopi un numero di ricercatori, una larghezza di mezzi sperimentali ed una efficacia di azione coordinatrice, che ancora mancano da noi. E' da auspicarsi, che ben presto le cose mutino nettamente in meglio, anche in vista del fatto, che il nuovo congresso U. R. S. I. dovrebbe tenersi in Italia.

Scorrendo le due relazioni non si può non rilevare la stretta analogia fra gli argomenti trattati nei due convegni e non domandarsi, come mai essi non abbiano potuto esser fusi in uno solo. La domanda appare tanto più naturale a chi pensi, che anche le persone sono state, com'era da prevedere, data l'affinità dei temi, all'incirca le medesime; sì che il congresso può quasi considerarsi come unico, cominciato sulle rive del Tamigi col nome di U. R. S. I. e finito su quelle del Tago col nome di C. C. I. R.

E' questo un altro esempio della pletora di organismi internazionali, che già da tempo si lamenta in vari settori ed in cui è pur tanto difficile, a quanto sembra, e per ragioni di cui gioverà discorrere un'altra volta, portare qualche semplificazione.

Ad ogni modo i due convegni o, se si vuole, il convegno unico Londra-Lisbona, hanno prodotto, come si è detto, risultati utili ed interessanti.

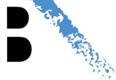


Economia nei cavi telefonici di giunzione.

Uno dei problemi importanti nello studio delle reti telefoniche policentriche è quello che contempla l'economia dei collegamenti fra centrale e centrale.

Un suo primo aspetto si risolve in una vera e propria questione di statistica applicata all'esercizio telefonico, poichè trattasi di linee che vengono impegnate soltanto per la durata delle conversazioni di due abbonati facenti capo alle centrali capolinea del tronco. Le linee stesse possono quindi in pratica essere in numero notevolmente minore di quello delle coppie di abbonati esistenti; ma non debbono naturalmente essere in numero insufficiente a consentire il collegamento contemporaneo di coloro che — fra la totalità degli aventi diritto — desiderino valersene, in effetti, ad un certo momento.

Il problema presenta poi anche un altro aspetto, cui è da riconoscere importanza in certo modo ancor più radicale: ed è l'economia di ciascuna singola linea di giunzione. A questo proposito, un vantaggio notevole si rende possibile, nei sistemi che richiederebbero collegamenti a tre fili, se questi ultimi si riducono da tre a due: col ricorrere all'impiego di



opportuni traslatori terminali, i quali si assumano il còmpito di assegnare, per così dire, ai due fili rimasti anche le incombenze del terzo.

Come tali traslatori, già impiegati per i lunghi collegamenti, si siano potuti semplificare fino a renderli economicamente vantaggiosi per le brevi giunzioni urbane, viene illustrato dall'ing. GINOCCHIO nella nota che abbiamo riservato alla rubrica « Nuovi Apparecchi ». Ci sembra giusto richiamare l'attenzione dei lettori su questo dispositivo, studiato ed applicato in Italia, la cui portata tecnico-economica ha avuto lusinghiera sanzione dalla pratica.

LA REDAZIONE.

SULLA RIVELAZIONE DELLE MICROONDE

NELLO CARRARA

Un insieme di risultati, ottenuti sperimentalmente, consentì di formulare, in un precedente lavoro, una interpretazione del meccanismo, per effetto del quale le microonde possono essere rivelate mediante triodi a griglia positiva. Fra le conclusioni più importanti ricordiamo le seguenti: il triodo a griglia positiva si comporta come un diodo avente gli elettrodi grandemente ravvicinati, ed è sensibile a onde di qualsiasi frequenza ($\leq 10^9$ Hz); l'intensità della ricezione è largamente indipendente dalla tensione di griglia.

H. E. Hollmann, successivamente, in una larga serie di ricerche, ha confermato, elaborato ed ampliato quei risultati e quelle conclusioni. Unico punto contrastante: secondo Hollmann l'intensità della ricezione dipende notevolmente dalla tensione di griglia.

Nel presente lavoro viene presa in esame questa divergenza, e viene dimostrato che la causa di essa risiede nelle diverse condizioni, nelle quali, nei due casi, furono condotte le esperienze.

1. — La scoperta di Barkhausen e Kurz (1), che risale al 1920, di un nuovo modo di impiego dei triodi per la produzione e la rivelazione di oscillazioni elettromagnetiche di frequenza elevatissima, corrispondenti a onde di lunghezza inferiore al metro (microonde), ha dato luogo ad un vasto insieme di ricerche teoriche, sperimentali e tecniche sul meccanismo di tali fenomeni e sulla possibilità del loro uso per le radiocomunicazioni.

Nella disposizione di B. e K., alla griglia dei triodi è applicata una tensione continua assai elevata, mentre la placca è sottoposta ad una tensione nulla, negativa o solo leggermente positiva; la frequenza delle oscillazioni elettriche, che così possono essere generate (o rivelate), è legata al tempo che gli elettroni impiegano a fluire fra gli elettrodi del triodo e quindi ai valori delle tensioni applicate, nonchè alla intensità della corrente di accensione del catodo (cioè alla emissione elettronica). Ultimamente, invero, è stato possibile ottenere oscillazioni elettriche di frequenze altrettanto elevate anche con schemi classici (2), grazie all'uso di triodi opportunamente dimensionati; ma le potenze raggiunte sono considerevolmente inferiori a quelle, pur così modeste (qualche watt), fornite ordinariamente dagli oscillatori B. e K.

Molte difficoltà si frappongono alla elaborazione di uno schema teorico soddisfacente dei fenomeni, grazie ai quali i triodi, nelle condizioni indicate, generano e rivelano le microonde.

Per quanto riguarda la generazione, B. e K. pensarono che, per la ripartizione dei potenziali negli spazi interelettrodici, si manifesti un movimento pendolare di elettroni, attraverso le maglie della gri-

(1) H. BARKHAUSEN e K. KURZ: Phys. Z. S., 1920, I, p. 1.
(2) B. J. THOMSON e G. M. ROSE: Proc. I.R.E., 1933, XXI, p. 1707.

glia, tra filamento e placca. Ammesso che questo movimento sia ordinato, cioè che la maggior parte degli elettroni oscilli sincronicamente in fase, essi vengono a costituire una corrente oscillante atta ad irradiare energia nello spazio esterno. Lo schema teorico di B. e K. è stato approfondito da molti studiosi, specialmente per arrivare alla giustificazione del movimento ordinato; ma non è stato possibile pervenire a risultati del tutto esaurienti.

Recentemente sono state elaborate, per opera di Benham ([3]) e di altri ([4]), nuove interessanti teorie, secondo le quali la formazione di uno strato di elettroni, periodicamente oscillante fra filamento e placca del triodo generatore, non è necessaria. Si riconosce, nello sviluppo matematico di queste teorie (che discende dalle equazioni classiche dell'elettromagnetismo), che gli spazi interelettrodici, attraverso ai quali fluiscono gli elettroni emessi dal catodo, possono presentare, quando si verifichino opportune condizioni per il tempo di transito degli elettroni, resistenza differenziale negativa, e quindi alimentare, in circuiti esterni appropriati, correnti oscillatorie aventi le frequenze delle microonde. Il meccanismo del funzionamento degli oscillatori B. e K. viene così ricondotto e quello dei circuiti rigenerativi per le frequenze ordinarie.

Più recentemente Hollmann ([5]) ha sottoposto alla verifica sperimentale, con risultati favorevoli, un suo schema teorico, che si può ricondurre, come caso particolare, alle teorie precedenti, ma che ha il pregio di essere molto semplice e intuitivo, mentre quelle sono assai laboriose, specialmente negli sviluppi matematici. Nei § 5 e 6 svolgeremo considerazioni analoghe a quelle contenute nell'articolo citato del Hollmann.

2. — Per quanto riguarda la rivelazione delle microonde vengono comunemente usati triodi ad elettrodi cilindrici, con filamento di tungsteno, con tensione di griglia positiva (dell'ordine del centinaio di

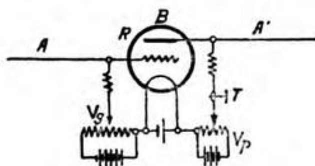


Fig. 1. — Schema di ricevitore per microonde.

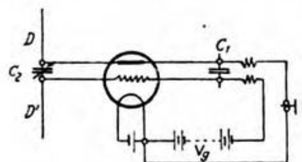


Fig. 2. — Altro schema di ricevitore per microonde.

volt), e con tensione di placca leggermente positiva (dell'ordine del volt), installati in circuiti di cui le fig. 1 e 2 mostrano gli schemi più frequentemente attuati ([6]).

([3]) W. E. BENHAM: Phil. Mag., 1931, XI, p. 457.
([4]) F. B. LLEWELLYN: Proc. I.R.E., 1933, XXI, p. 1533.
J. MÜLLER: H. F. Techn. u. El. Ak., 1933, XLI, p. 156.
([5]) H. E. HOLLMANN: Preuss. Ak. der Wiss., 1933, VI, p. 5.
([6]) S. UDA: H. F. Techn. u. El. Ak., 1930, XXXV, p. 129.
W. PISTOR: H. F. Techn. u. El. Ak., 1930, XXXV, p. 135.
G. BEAUVAIS: Onde El., 1930, IX, p. 484.

In un precedente lavoro ([7]), abbiamo cercato di rendere ragione della possibilità di tale ricezione. I risultati principali delle esperienze, allora eseguite, sulla ricezione di onde di 15 cm, con un ricevitore attuato secondo lo schema di fig. 3, possono essere così riassunti :

a) *Le tensioni ottime di accensione e di placca* V_f, V_p *vanno ricercate con qualche accuratezza,* senza che si tratti tuttavia di valori propriamente critici. Per ogni valore della tensione di accensione occorre ricercare il valore più opportuno della tensione di placca.

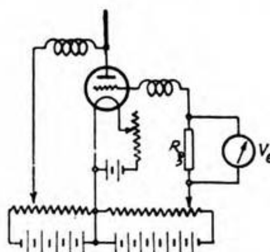


Fig. 3. — Schema del ricevitore per microonde usato per le ricerche.

In ogni caso il valore di V_p, per cui la ricezione è più intensa, è minore di V_f e cresce al crescere di V_f. Inoltre V_f non deve superare un certo limite, oltre il quale si innescano le oscillazioni elettroniche proprie e la ricezione cessa del tutto.

b) *La tensione di griglia* V_g *può variare entro ampi limiti* (100 - 300 *volt*), *senza variazioni notevoli nella intensità della ricezione. Al variare di* V_g *occorre variare leggermente* V_p.

c) Trovate le condizioni ottime di V_g, V_p, V_f, per la ricezione di onde di una determinata frequenza, queste si dimostrano ancora le migliori *per la ricezione di onde di qualsiasi altra frequenza.*

d) L'amplificatore a bassa frequenza, o semplicemente la cuffia, possono essere inseriti tanto nel circuito di placca, quanto in quello di griglia.

Sembra dunque che il triodo ricevente, nelle condizioni indicate, si comporti non diversamente da un semplice raddrizzatore, specialmente per la proprietà di ricevere, in condizioni identiche, onde di qualsiasi frequenza.

L'esame delle caratteristiche statiche (fig. 4), che mostrano l'andamento della corrente di placca I_p in funzione di V_p, per diversi valari di V_g, e per un dato valore di V_f, condusse immediatamente : a concludere che la rivelazione avviene grazie alla non linearità del legame fra I_p e V_p, a raggiungere per via teorica la giustificazione dei risultati sperimentali precedentemente esposti, ed infine a mettere in evidenza il fatto che il telefono (o l'amplificatore a bassa frequenza)

([7]) N. CARRARA : A. F., 1932, I, p. 6.

deve essere preferibilmente inserito nel circuito di griglia, piuttosto che in quello di placca.

Nello svolgimento delle considerazioni teoriche nacque l'idea che la griglia, a potenziale positivo elevato, determini la formazione, nel triodo, di un catodo virtuale in prossimità della placca, analogamente a quanto avviene nei tubi bigriglia, fra griglia interna e griglia esterna.

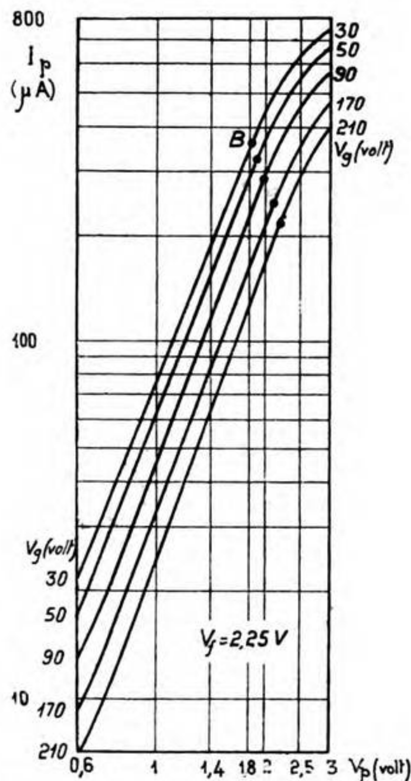


Fig. 4. — Caratteristiche statiche di un triodo a griglia positiva.

La possibilità che un tale catodo virtuale si formi, e le conseguenze della sua formazione, furono discusse nel lavoro citato, deducendosene che il catodo virtuale deve in realtà formarsi. Conseguentemente il triodo a griglia positiva deve essere considerato come un diodo rettificatore ordinario ad elettrodi grandemente ravvicinati (costituiti dal catodo virtuale e dalla placca).

Fu studiata in seguito ([8]) la ricezione delle microonde con l'impiego di un diodo ordinario, riscontrandone la minor attitudine a ri-

([8]) N. CARRARA: A. F., 1932, I, p. 509.

velare le microonde, in confronto con il triodo a griglia positiva. Successivamente i risultati delle ricerche di laboratorio furono usati per

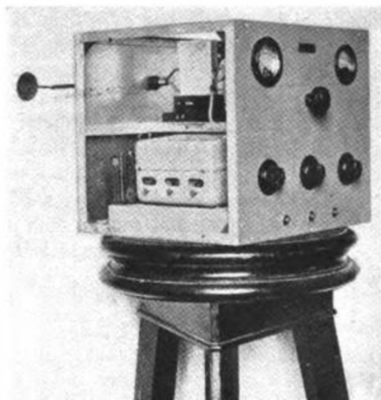


Fig. 5. — Ricevitore per microonde.

la costruzione di ricevitori di pratico impiego, che vennero lungamente sperimentati a distanze dell'ordine di 100 km (9) (fig. 5).

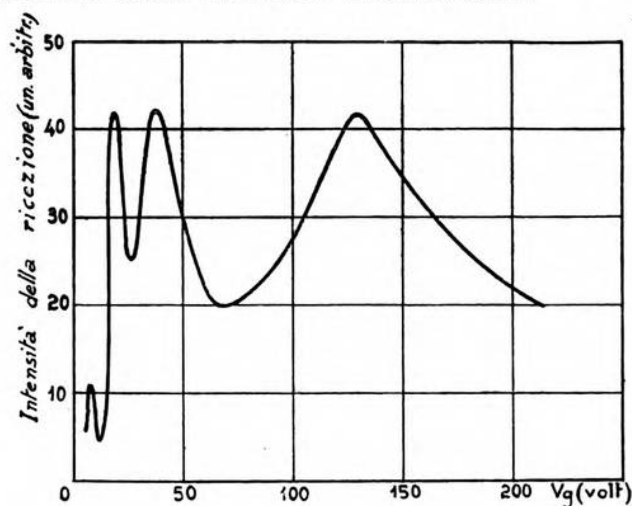


Fig. 6. — Andamento dell'intensità di ricezione in funzione della tensione di griglia, secondo Hollmann.

Hollmann, in una sua recente ricerca (10), perviene alle stesse conclusioni contenute nel nostro primo lavoro (7) e svolge su ciascun

(9) N. Carrara: A. F., 1933, II, p. 415.
(10) H. E. Hollmann: H. F. Techn. u. El. Ak., 1933, XLII, p. 89.

punto ulteriori interessanti considerazioni. In special modo egli esamina: i vantaggi dell'inserzione dell'amplificatore a bassa frequenza nel circuito di griglia; la ricezione, con un triodo montato secondo questi schemi, di onde di qualsiasi frequenza; l'utilità di associare al triodo rivelatore un triodo oscillatore sulla stessa frequenza da rivelare. In particolare egli riconosce la formazione del catodo virtuale e l'indipendenza, entro ampi limiti, dell'andamento delle caratteristiche statiche dal potenziale di griglia. Tuttavia, in contrasto con i risultati dei nostri esperimenti, e con l'osservazione di ambedue, che le caratteristiche statiche sono praticamente indipendenti dalla tensione di griglia, trova che l'intensità della ricezione dipende considerevolmente da codesta tensione. L'andamento della intensità del segnale in funzione di V_g, secondo le esperienze del Hollmann, è riportato in fig. 6.

3. — Abbiamo voluto studiare questo punto divergente per riconoscerne le cause e per chiarire ulteriormente il funzionamento del triodo « a campo frenante » come rivelatore delle microonde.

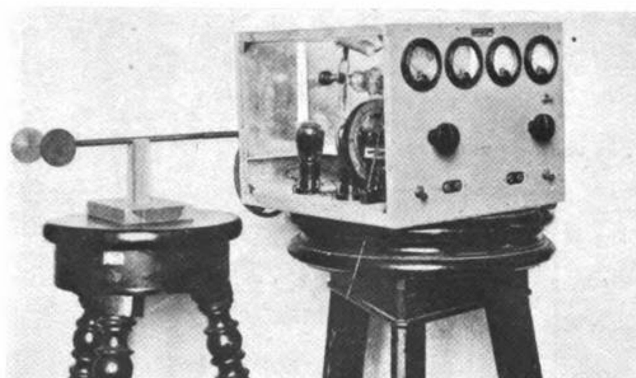


Fig. 7. — Trasmettitore per microonde.

Sono state anzitutto rilevate di nuovo le caratteristiche statiche dei triodi Métal TMC, che furono usati nelle precedenti ricerche, ottenendo risultati perfettamente identici a quelli esposti nei precedenti lavori: questi risultati sono riportati nei grafici di fig. 4. Le conclusioni restano pertanto le stesse.

Successivamente, per lo studio della questione controversa, è stata usata la disposizione schematicamente rappresentata in fig. 3 (sono omessi dal disegno gli ordinari strumenti di misura delle correnti e delle tensioni), nella quale il tubo rettificatore, sprovvisto di qualsiasi circuito di accordo, è munito soltanto di una piccola antenna; ai capi della resistenza R_g è derivato un voltmetro elettronico a valor massimo, le cui indicazioni si possono considerare come misure della azione rivelatrice. A qualche metro di distanza dal triodo è stato di-

sposto un oscillatore per onde di circa 55 cm, relativamente potente (circa 5 watt) (fig. 7).

Messo in funzione l'oscillatore, è stata misurata con un voltmetro elettronico, e in unità arbitrarie, la tensione ai capi di R_u per diversi valori di V_g e di V_p. I risultati ottenuti sono riportati in fig. 8. La V_g è stata fatta variare da 0 a 210 volt; la saturazione si ha al disopra di 50 volt; al disotto di questa tensione, per il valore di V_f usato

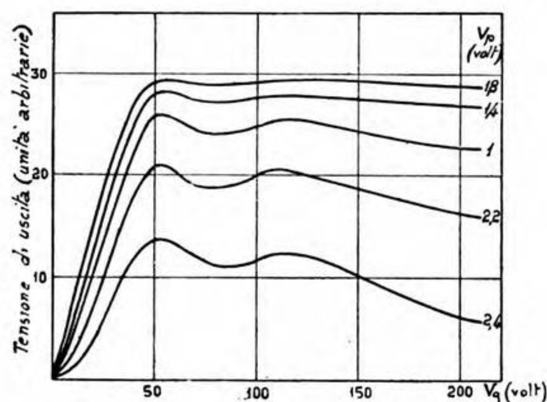


Fig. 8. — Andamento dell'intensità di ricezione, in funzione della tensione di griglia.

(2,25 volt), l'intensità della ricezione decresce rapidamente. I grafici di fig. 8 rappresentano valori medi fra quelli ottenuti in molte serie di misure.

Queste nuove esperienze confermano quanto già avemmo occasione di notare: cioè che, nelle condizioni indicate, *la tensione V_g può variare entro ampi limiti, senza variazioni notevoli nella intensità della ricezione*. Infatti, raggiunta la saturazione, ciò che è conveniente per la ricezione delle microonde, e assegnata alla placca la tensione più favorevole, quale si può rilevare dalle caratteristiche statiche (V_p = 1,8 volt), si nota che l'intensità della ricezione rimane praticamente costante al variare di V_g da 50 a 210 volt. Essa subisce tutt'al più una lieve graduale diminuzione, che viene subito giustificata dall'esame delle caratteristiche statiche (fig. 4). Infatti il valore ottimo di V_p (punti *B*) va leggermente e progressivamente aumentando con V_g. Conseguentemente se, mentre V_g aumenta, V_p rimane costante, la intensità della ricezione deve diminuire.

Verso un valore di V_g dell'ordine di 80 volt si presenta un minimo, per tutti i valori di V_p, che può forse trovare una giustificazione in qualche risonanza nei circuiti interni del tubo, perchè non si sposta col variare le condizioni geometriche dei circuiti esterni.

4. — Massimi e minimi, del tipo di quelli segnalati dal Hollmann, sebbene in nessun caso così notevoli e regolari, si sono notati soltanto quando il triodo ricevente è collegato con circuiti esterni riso-

nanti con le microonde da rivelare, come nel caso della disposizione della fig. 2. Con disposizioni di codesto genere il triodo può essere portato, regolando opportunamente le tensioni di alimentazione del filamento, della griglia e della placca, in condizioni tali da assolvere contemporaneamente ai due uffici di generatore di microonde della stessa lunghezza di quelle in arrivo e di rivelatore, e conseguentemente in condizioni identiche a quelle di un dispositivo a reazione per le frequenze ordinarie.

Si raggiunge per questa via la massima sensibilità, specialmente quando si ricorra addirittura a disposizioni in superreazione, alimentando cioè la placca o la griglia con una tensione alternativa ad alta frequenza, sovrapposta ad una tensione continua.

5. — Si può ora mettere in evidenza, che i risultati esposti nel § 3 trovano una giustificazione teorica. Anzitutto giova a tal fine formulare i seguenti enunciati, che si deducono dall'esame delle caratteristiche statiche: la somma delle due correnti di placca e di griglia è indipendente dalle tensioni applicate a codesti due elettrodi, ed è eguale alla corrente di emissione del filamento (il triodo lavora normalmente alla saturazione); variazioni piccole e relativamente lente della tensione di placca provocano variazioni della corrente di placca eguali e di segno contrario a quelle prodotte nella corrente di griglia; variazioni della tensione di griglia di eguale ampiezza di quelle della tensione di placca considerate sopra, determinano variazioni delle due correnti, ancora eguali fra loro e di segno contrario, ma di entità di gran lunga inferiore.

L'andamento della corrente di placca I_p in funzione della tensione di placca V_p, è del tipo:

$$I_p = k\ V_p^{5/2}\ ,$$

ove il fattore k è funzione di V_g; ciò dipende, come altra volta abbiamo mostrato, dal fatto che, nel nostro caso, V_p è compreso fra 0 e V_r. Per semplicità, in quanto segue ci limiteremo a considerare una sezione del triodo ottenuta con due piani paralleli fra loro, perpendicolari agli elettrodi e così poco distanti da poter considerare il catodo come equipotenziale. Per una tale sezione vale la legge del Langmuir:

$$I_p = k_1\ V_p^{3/2}\ ,$$

ove, in questo caso, k_1 è funzione di V_g.

Nel caso in cui la placca è a potenziale positivo e la corrente di placca I_p non è nulla, l'andamento del potenziale fra gli elettrodi (che supponiamo piani, equipotenziali e paralleli) è rappresentato schematicamente in fig. 9 (nella quale il valore del rapporto fra le distanze x ed y è molto maggiore di quello reale).

Poichè il triodo lavora alla saturazione, il campo $C\ G$ può essere supposto uniforme. Conseguentemente gli elettroni che il catodo emette, fluiscono tutti verso la griglia. Nello spazio $G\ P$, per effetto della carica spaziale, si ha la formazione del catodo virtuale C_v (luogo di punti il cui potenziale è eguale a quello di C); l'anda-

mento del potenziale fra G e C_v, e fra C_v e P, è quello ben noto, corrispondente alle formule del Langmuir.

Per l'estrema piccolezza della distanza fra C_v e P, possiamo ammettere che variazioni, anche rapidissime, della tensione di P provochino, senza ritardi, variazioni corrispondenti del numero di elettroni che si trasferiscono da C_v a P, e variazioni complementari nel numero di elettroni che si distaccano da C_v dirigendosi verso G: la placca assolve dunque funzioni di controllo sulla corrente di griglia, così come la griglia, in un triodo ordinario, assolve funzioni di controllo sulla corrente di placca. Pertanto, se la tensione di placca

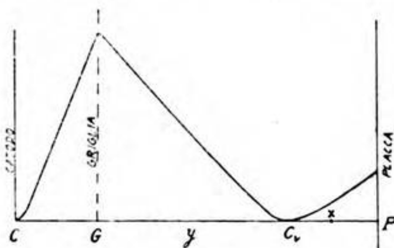


Fig. 9. — Distribuzione del potenziale in un triodo con griglia fortemente positiva e placca leggermente positiva.

segue nel tempo la legge $V_p + V_m$ sen ωt, dove $V_m/V_p = \epsilon \ll 1$, potremo scrivere, anche per frequenze elevatissime:

$$I_p + i_p = k_1 \, V_p^{3/2} \, (1 + \epsilon \text{ sen } \omega t)^{3/2} ,$$

da cui approssimativamente:

$$I_p + i_p = k_1 \, V_p^{3/2} \, (1 + a \text{ sen } \omega t + b \text{ sen}^2 \omega t) ,$$

ove a, b sono opportune costanti.

Nel caso in cui il tempo di transito degli elettroni fra C_v e G è trascurabile, in confronto col periodo della tensione alternativa impressa alla placca, alla I_g si sovrappone senz'altro, per quanto abbiamo già osservato, una componente variabile:

$$i_g = - i_p = - k_1 \, V_p^{3/2} \, (a \text{ sen } \omega t + b \text{ sen}^2 \omega t) .$$

Il termine $- k_1 V_p^{3/2} b$ sen$^2 \omega t$ può scindersi in due: il primo, $-(1/2) k_1 V_p^{3/2} b$, misura una corrente continua, la quale è la corrente di rivelazione; il secondo, $(1/2) k_1 V_p^{3/2} b \cos 2 \omega t$, misura una corrente alternativa di frequenza doppia, che qui non consideriamo. Perciò possiamo porre:

$$i_g = i_{1g} + i_{2g} ,$$

ove:

$$i_{1g} = - k_1 \, V_p^{3/2} \, a \text{ sen } \omega t \, , \; i_{2g} = -(1/2) \, k_1 \, V_p^{3/2} \, b \, .$$

Supponiamo che i circuiti elettrici esterni del triodo siano attuati come in fig. 10: la corrente i_{1g}, percorrendo la resistenza R, dà luogo ad una caduta di tensione $v_{1g} = - i_{1g} R$. Questa caduta di tensione, per i rilievi fatti sulle caratteristiche statiche, influisce trascurabilmente sopra la corrente di griglia; il triodo può dunque, per questo

rispetto, esser considerato come un generatore di resistenza interna grandissima. D'altra parte, nel circuito di placca fluisce una corrente $i_{1p} = - i_{1g}$, cui corrisponde una caduta di tensione $i_{1p} R_{ip}$ (dove con R_{ip} abbiamo indicato la resistenza differenziale interna del tratto placca-catodo, che non è molto elevata).

Il rapporto:

$$\eta_1 = \frac{-i_{1g}}{i_{1g}} \cdot \frac{R}{R_{ip}} = \frac{R}{R_{ip}}$$

misura il rapporto di trasformazione fra il potenziale alternativo ai capi di R e il corrispondente potenziale di P, sovrapposto a V_p. Se R è maggiore di R_{ip}, ciò che in pratica si può facilmente attuare, η_1 misura l'amplificazione del triodo.

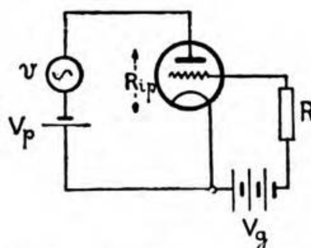


Fig. 10. — Schema dei circuiti di un triodo a griglia positiva, per la rettificazione di una tensione alternativa ad alta frequenza.

Quando la tensione alternativa impressa alla placca è modulata a bassa frequenza, le due correnti i_{2g}, i_{2p} cessano di esser continue, e diventano alternative a questa frequenza. Percorrendo rispettivamente le resistenze R ed R_{ip}, determinano cadute di tensione, per le quali si può definire ancora il medesimo rapporto di amplificazione:

$$\eta_2 = \frac{-i_{2g}}{i_{2p}} \cdot \frac{R}{R_{ip}} = \frac{R}{R_{ip}} .$$

Poichè nè R nè R_{ip} dipendono da V_g e da ω, i coefficienti η_1 ed η_2 risultano indipendenti da V_g e dalla frequenza; essi dipendono invece da V_p, che fissa il punto della caratteristica statica, nell'intorno del quale avviene la rettificazione, e dalla corrente di emissione del filamento, da cui dipende k_1 e quindi R_{ip}.

Non abbiamo preso in considerazione gli spostamenti del catodo virtuale, determinati dalle variazioni di V_p. Accade infatti che, se si tiene costante V_g e si fa variare V_p, il fattore k_1 rimane praticamente costante; poichè esso dipende, oltre che da V_g, dalla distanza che intercorre fra il catodo virtuale e la placca, tale distanza può ritenersi, nelle condizioni indicate, invariabile.

6. — Quando, ed è questo il caso che qui maggiormente interessa, il tempo di transito degli elettroni, fra C_v e G, non è trascurabile in confronto con il periodo della tensione alternativa impressa alla placca, le considerazioni sopra riportate non hanno più valore. La corrente

di placca può ancora scriversi, come nel caso precedente:

$$I_p + i_p = k_1 V_p^{3/2} (1 + a \text{ sen } \omega t + b \text{ sen}^2 \omega t),$$

ma non altrettanto può farsi per la corrente di griglia; possiamo solamente affermare che dal catodo virtuale si staccheranno, ad ogni istante, per dirigersi verso la griglia, elettroni in tal numero da costituire una corrente (limitandoci a scrivere i termini corrispondenti ad i_p):

$$i_e = -ke (a \text{ sen } \omega t + b \text{ sen}^2 \omega t) ,$$

ove $ke = k_1 V_p^{3/2}$, e = carica dell'elettrone.

Poichè questi elettroni impiegano un tempo non trascurabile a percorrere lo spazio $C_r G$, attraverso i vari piani paralleli a G, fra C_r e G, fluiscono, ad uno stesso istante, correnti elettroniche fra loro generalmente diverse, in quanto i corrispondenti elettroni si staccarono da C_r ad istanti diversi. Conseguentemente la i_g risulta diversa da quella calcolata nel caso precedente.

Per il calcolo della i_g ci si può riferire ad un modello teorico di tubo contenente due elettrodi sottoposti ad una differenza di potenziale costante (l'elettrodo positivo corrisponde alla griglia, l'elettrodo negativo corrisponde al catodo virtuale), supponendo però che l'elettrodo negativo emetta una corrente elettronica variabile:

$$I_e + i_e = Ke - ke (a \text{ sen } \omega t + b \text{ sen}^2 \omega t).$$

Un modello del genere è stato studiato dal Muhrer ([11]) (per la previsione delle variazioni della costante dielettrica nell'alto vuoto in presenza di elettroni liberi) e dal Hollmann ([12]).

I tre termini possono essere considerati separatamente. Il primo dà luogo ad una corrente continua. Al secondo corrisponde, nel circuito esterno, quando si trascuri la carica spaziale, una corrente alternativa i_{1g}, della forma:

$$i_{1g} = -k a e \{ P \text{ sen } \omega t - Q \cos \omega t \}$$

(ove P e Q sono funzioni del tempo θ che gli elettroni impiegano a superare lo spazio interelettrodico), generalmente sfasata rispetto alla emissione. Secondo Hollmann:

$$P = \frac{2}{\psi^2} (\psi \text{ sen } \psi + \cos \psi - 1) ,$$

([11]) E. MUHRER: H. F. Techn. u. El. Ak., 1934, XLIII, p. 1.

([12]) H. E. HOLLMANN: Preuss. Ak. der Wiss., 1933, VI, p. 5. In questo lavoro l'autore suppone trascurabile la carica spaziale; si rileva che la formula (15), riportata nel § 4, fornisce, per $\varphi \to 0$, $|J|/(2 \rho_0) = 1/2$, e non = 1, conseguentemente la fig. 4 ed alcune considerazioni svolte nel paragrafo non sono esatte; ancora, la prima e la seconda formula dello stesso paragrafo debbono essere così corrette:

$$i_t = \rho_0 \text{ sen } \omega t; \quad A \text{ sen } \omega t - B \cos \omega t = C \text{ sen } (\omega t - \varphi).$$

$$Q = -\frac{2}{\psi^2}(\operatorname{sen}\psi - \psi\cos\psi) \ ,$$

ove $\psi = \omega\,\theta$.

(Quando non si voglia trascurare l'effetto della carica spaziale, i calcoli si presentano molto laboriosi. Essi verranno esposti in un prossimo articolo, nel quale verranno illustrati vari metodi per lo studio teorico dei fenomeni che si presentano nei tubi elettronici, sottoposti a tensioni alternative di elevatissima frequenza. Qui basta affermare che, anche non trascurando la carica spaziale, la forma della i_{1g} rimane quella sopra riportata, con P e Q ancora funzioni determinabili di ψ).

Infine, come nel caso del § 5, il terzo termine $-k\,e\,b\,\operatorname{sen}^2\omega t$ può scindersi in due: $-(1/2)\,k\,e\,b$, $(1/2)\,k\,e\,b\cos 2\,\omega\,t$; il primo dà luogo ad una corrente continua che è la corrente di rettificazione, il secondo dà luogo ad una corrente alternativa di frequenza doppia, che anche qui trascuriamo. Rileviamo subito che la corrente rettificata i_{2g} nel circuito di griglia (schema di fig. 10) risulta, anche in questo caso, eguale e contraria a quella di placca. Pertanto il coefficiente di amplificazione η_2, definito come nel paragrafo precedente, può scriversi ancora:

$$\eta_2 = \frac{R}{R_{in}} \ ,$$

ed è quindi indipendente dalla tensione di griglia V_g e dalla frequenza. Invece il coefficiente di amplificazione:

$$\eta_1 = \frac{-\,i_{1g}\,R}{i_{1p}\,R_{ip}}$$

dipende notevolmente da V_g e da R_{ip} (e quindi dalla corrente di emissione del filamento) perchè da queste due grandezze dipende i_{1g}.

7. — Il circuito rappresentato in fig. 3, usato per le esperienze che fornirono i risultati riportati nei grafici di fig. 8, può essere assimilato ad un circuito del tipo di quello di fig. 10. Le considerazioni teoriche svolte rendono dunque ragione dei risultati delle esperienze eseguite con le modalità già riferite: l'intensità della ricezione è largamente indipendente dalla tensione di griglia.

Ma la tensione alternativa può essere applicata alla placca con un vero e proprio circuito oscillatorio, secondo schemi del tipo rappresentato in fig. 2. In tal caso l'ampiezza della tensione impressa alla placca, a parità di campo elettrico dal quale il circuito viene eccitato, è funzione dell'impedenza dello spazio placca-griglia del tubo; impedenza che è presumibilmente variabile con V_g e quindi con ψ: basta ricordare come i_g varia con ψ.

In tal caso sembra dunque giustificato il presentarsi di massimi e minimi nell'intensità della ricezione, al variare di V_g. Ci sembra pertanto di poter concludere che il divario esistente fra i risultati riportati nelle fig. 6 e 8 sia unicamente da attribuire alle diverse condizioni sperimentali nelle quali i risultati stessi furono ottenuti.

RADIOFARI PER NAVIGAZIONE MARITTIMA ED AEREA

GINO MONTEFINALE

Si descrivono i principali tipi di radiofari attualmente in uso per la navigazione marittima e per quella aerea. Si mette in evidenza come le diverse esigenze dei due servizi impongano caratteristiche differenti ai relativi impianti. Si forniscono notizie circa installazioni recenti di radiofari per la guida lungo le rotte aeree e negli atterraggi alla cieca.

1. - Radiofari marittimi omnidirezionali.

Fin dalle prime applicazioni della radiotecnica nel campo marittimo venne sentita la necessità di sistemare trasmettitori hertziani nelle immediate vicinanze di alcuni importanti fari luminosi, sia per



Fig. 1. — Distribuzione dei radiofari marittimi lungo le coste degli Stati Uniti d'America.

aumentarne il raggio di azione, sia nell'intento di sopperire alla mancata efficienza del faro luminoso in caso di nebbia. Soltanto però dopo che è divenuto di pratico impiego sulle navi il radiogoniometro, il quale permette di determinare il rilevamento della stazione trasmittente, cioè la direzione da cui giungono i segnali, si è avuto un vero e proprio sviluppo dei radiofari marittimi. Specialmente negli Stati

Uniti d'America tale servizio ha avuto una grandissima estensione: basta dare un rapido sguardo alla carta di questo paese (fig. 1) per farsi un'idea dell'abbondanza di radiofari sistemati lungo le sue coste. In tutto il Nord America, compresi l'Alaska, il Canadà, le Isole Hawai ed i Grandi Laghi vi sono più di 130 radiofari costieri in funzione (esclusi beninteso quelli del servizio aereo), contro circa 260 radiofari marittimi del mondo intero (dei quali circa 200 di tipo autonomo, a funzionamento automatico).

Il requisito principale a cui devono rispondere i radiofari a diffusione circolare è di emettere segnali di natura tale che le navi provvedute di apparecchio radiogoniometrico loro proprio possano eseguirne il rilevamento con approssimazione sufficiente ai bisogni della navigazione. I requisiti che devono avere i radiofari nei riguardi delle navi non sono gli stessi di quelli richiesti per i velivoli, sebbene sia vivamente desiderabile che in qualche caso le stesse sistemazioni possano utilizzarsi per ambedue gli scopi.

Molto spesso i radiofari marittimi devono sorgere, di necessità, in posizioni ove il traffico commerciale è molto intenso, ed in cui, per la vicinanza di grandi centri, sono assai intensi anche i servizi radiotelegrafici di ogni genere. Perciò è condizione indispensabile che il servizio dei radiofari non interferisca con essi e non ne sia disturbato.

A tal uopo il Regolamento internazionale delle radiocomunicazioni di Madrid ha stabilito norme fisse per le onde dei radiofari marittimi omnidirezionali, la cui lunghezza, nella regione europea, deve essere compresa fra 1034 e 938 m e nelle altre regioni fra 1053 e 952 m.

Per quanto riguarda la portata, è regola empirica ritenere che un radiofaro possa dare rilevamenti attendibili alla distanza di un miglio e mezzo (1) per ogni metro-ampere di prodotto dell'altezza efficace dell'antenna per la corrente alla base; un radiofaro con 35 metri-ampere di coefficiente di efficacia è quindi più che sufficiente per assicurare una portata di 50 miglia.

Nelle conferenze europee tenute in questi ultimi anni per l'unificazione del radiosegnalamento costiero (Lisbona, Londra, Stoccolma, e così via) ha, per altro, prevalso il concetto di considerare come portata pratica di un radiofaro quella segnata dal limite in cui il campo prodotto a distanza risulta almeno di 50 microvolt per metro, ritenendo tale valore come necessario per assicurare buoni rilevamenti radiogoniometrici.

Inoltre, si è raccomandato di disporre i radiofari a gruppi di tre, ciò che facilita la determinazione del punto-nave col noto sistema dei tre rilevamenti (fig. 2); per evitare confusione fra i radiofari di uno stesso gruppo o di gruppi diversi, sono state stabilite, con uno speciale accordo fra i paesi interessati, le portate, le onde portanti e le frequenze di modulazione, i segnali distintivi e gli orari per i vari gruppi d'impianti.

Circa il tipo d'onda da impiegarsi, è noto che il Regolamento

(1) Il miglio inglese è eguale a 1609 m.

delle radiocomunicazioni di Madrid non permette più l'impiego nei radiofari delle onde smorzate (tipo B) prodotte da trasmettitori a scintilla; d'altra parte tra le onde persistenti (tipo A 1) e quelle modulate o interrotte a frequenza musicale (tipo A 2) sono preferibili, per i radiofari marittimi, le seconde, causa la minore entità degli errori notturni e degli affievolimenti.

La natura dei segnali da trasmettere deve permettere l'esatta identificazione del radiofaro e facilitare nel contempo l'esecuzione dei rilevamenti. Soltanto lunghi periodi di prove e l'esperienza di servizio possono indicare il tipo di segnale più adatto; è tuttavia generalmente da consigliarsi la ripetizione ritmica e continuativa, con regolare velocità di trasmissione, di un gruppo di lettere costituente il nominativo del radiofaro.

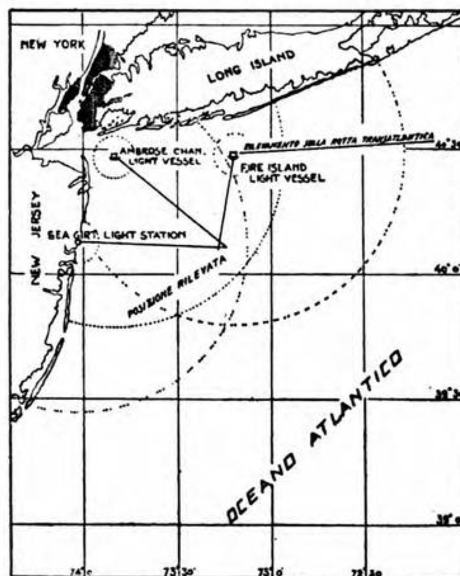


Fig. 2. — Determinazione del punto-nave con tre radiorilevamenti.

Per i paesi che hanno sottoscritto l'accordo europeo è stato raccomandato che il periodo massimo di trasmissione di un radiofaro sia di 2 minuti, compreso in esso un periodo di 10 secondi di silenzio alla fine del segnale, per impedire che la trasmissione si confonda con quella del faro successivo. L'intervallo di silenzio fra le trasmissioni di uno stesso radiofaro è stato fissato di 4 minuti. L'intervallo totale fra le due trasmissioni consecutive dello stesso radiofaro è dunque di 6 minuti, e di conseguenza i radiofari vicini, che fanno parte di uno stesso gruppo, lavorano in una successione di tre tempi, con la medesima onda e con la stessa frequenza di modulazione: cioè il radiofaro *A* emette dal tempo 0 al 2° minuto dell'ora-

rio stabilito, il radiofaro *B* dal 2° al 4° minuto ed il radiofaro *C* dal 4° al 6° minuto. In tal modo il radiogoniometrista, nell'intervallo di 6 minuti, che decorre dall'inizio della trasmissione del primo radiofaro al termine di quella dell'ultimo, ha la possibilità di prendere i tre rilevamenti successivi, senza dover ripetere la regolazione del suo apparecchio.

In tempo brumoso la trasmissione dei radiofari è continuativa, col ritmo suddetto se il radiofaro fa parte di un gruppo; se il tempo è invece chiaro, la trasmissione di ogni faro è fatta in genere due volte per ora, con un determinato orario.

Assai importante è, nella sistemazione dei radiofari, la scelta della località, allo scopo di assicurare l'irradiazione per quanto è



Fig. 3. — Un radiofaro galleggiante tedesco.

possibile rettilinea, ed un campo praticamente uniforme nella zona di mare da servire. Ciò in quanto le asperità e le ondulazioni del terreno, o la presenza di linee elettriche e di masse conduttrici rilevanti, possono dar luogo a distorsioni dei fronti d'onda ed a conseguenti errori nei rilevamenti. In generale però i radiofari vengono sistemati presso i fari luminosi od addirittura sui battelli-faro (fig. 3), anche per evitare che eventuali ostacoli interposti rendano poco attendibili i rilevamenti in determinati settori.

Molta cura deve essere altresì rivolta alla costruzione dell'antenna e della presa di terra, in modo da avere una caratteristica di irradiazione circolare: sono da evitare le antenne che presentano, anche solo leggermente, effetto direzionale, poichè darebbero luogo ad errori notevoli di rilevamento, per piccole distanze dell'ordine di qualche lunghezza d'onda; è perciò spesso usata l'antenna a T.

Analogamente, bisogna diffidare di antenne radiotelegrafiche, di linee o di altri conduttori esistenti nelle vicinanze del radiofaro, che

possano entrare in oscillazione, modificando così la caratteristica d'irradiazione. Nel caso delle antenne, è necessario che esse siano disaccordate almeno del $\pm$ 30 % dalla frequenza di emissione del radiofaro.

L'apparecchio automatico del quale sono provveduti i radiofari è connesso generalmente ad un orologio di precisione, per mezzo del quale viene emesso, e ripetuto il numero prescritto di volte, il segnale convenzionale assegnato al radiofaro; in alcuni impianti più moderni l'apparecchio d'orologeria mette in funzione l'intera apparecchiatura alle ore prescritte e ne interrompe il funzionamento non appena terminata l'emissione, evitando così ogni consumo d'energia negli intervalli di silenzio del radiofaro. L'apparecchio può essere opportunamente regolato, in modo da rendere più rade le emissioni quando è bel tempo, o renderle continuative in caso di nebbia.

Nei fari Marconi inglesi sono impiegati trasmettitori a tubi elettronici, di potenza piuttosto elevata (1 kW), poichè gli impianti sono spesso eseguiti su coste rocciose od in altre località in cui è difficile disporre di una buona presa di terra, e, quando l'antenna raggiunge un'altezza efficace di 23 m circa, essi permettono, in buone condizioni elettroatmosferiche, l'esecuzione di rilevamenti anche a distanze dell'ordine di 100 miglia nautiche.

L'esperienza ha dimostrato che i radiofari costituiti con trasmettitori a frequenza molto stabile sono più facili a rilevarsi di quelli che posseggono un circuito trasmittente di tipo semplice con antenna direttamente accoppiata a un tubo oscillatore, dato che in quest'ultimo caso le variazioni di capacità, che subisce l'antenna per effetto del vento, si traducono in altrettante fluttuazioni della frequenza emessa. Pertanto, i moderni trasmettitori per radiofaro sono costituiti con circuito intermedio, ed all'occorrenza dispongono di un oscillatore pilota, col che risulta altresì diminuita l'emissione di armoniche disturbatrici.

Per quanto riguarda la frequenza di modulazione, occorre che essa sia pura, in modo da dar luogo a bande laterali assai ristrette, chè, diversamente, risulterebbe difficile eseguire il rilevamento simultaneo di più radiofari emettenti sulla stessa frequenza portante ma con differenti frequenze di modulazione; occorre inoltre che essa abbia un valore adatto per l'esecuzione dei rilevamenti sul minimo di intensità. Così, l'esperienza ha dimostrato che le note musicali basse sono più appropriate ai radiofari, e che è più facile discriminare fra loro due trasmissioni musicali se esse distano di mezza ottava, mentre che alla distanza di un'ottava la discriminazione risulta più difficile. Per questi motivi, nelle ultime conferenze europee sono state scelte le note di 335, 376, 423, 475, 535 e 600 Hz, collocate al centro della banda udibile; con le quali inoltre si dà luogo a bande laterali più ristrette di quelle che sarebbero ottenute con le ottave superiori. E' stato altresì raccomandato di abbandonare nel più breve tempo possibile le note di modulazione già adottate di frequenza superiore a 600 Hz, prescrivendo una larghezza massima di 3 kHz per i radiocanali di emissione.

I nuovi radiofari terrestri messi in servizio dalla Germania



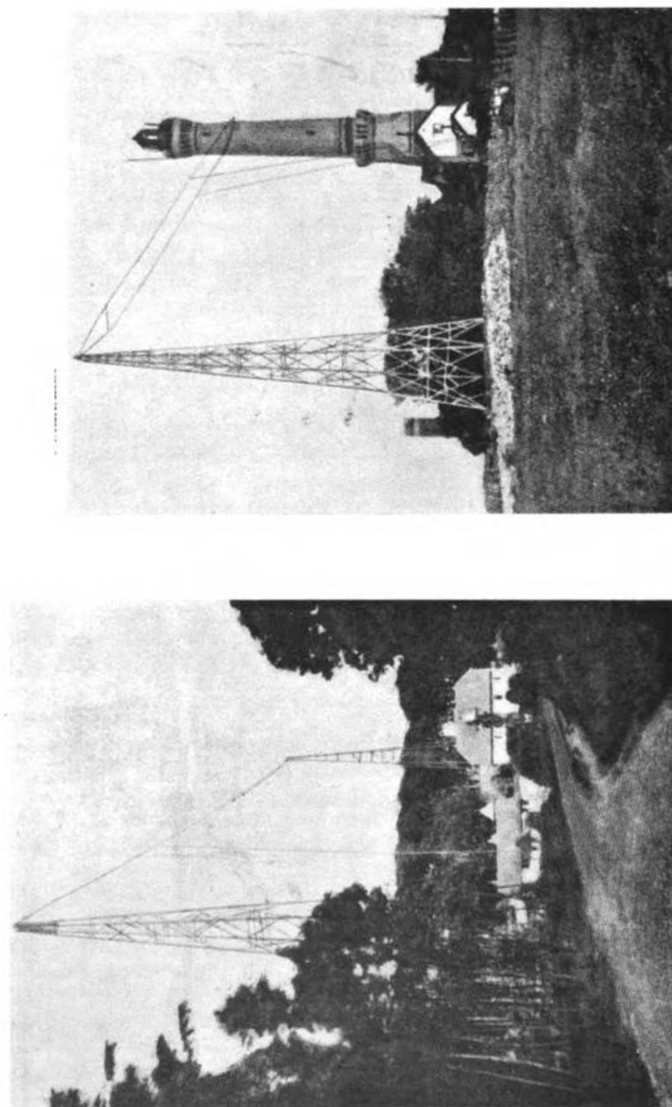


Fig. 4. — Nuovi radiofari terrestri della Germania.

(fig. 4) sono stati provveduti di torri per l'antenna alte 50 m, che permettono l'impiego di minor potenza: le antenne sono state studiate in modo da esaltare al massimo l'onda superficiale, limitando per quanto è possibile l'onda sferica, a cui si devono i falsi minimi nell'ora del crepuscolo.

In definitiva, vi è la tendenza ad adottare nella costituzione delle antenne dei radiofari molti degli accorgimenti ora applicati su larga scala alle antenne delle stazioni di radiodiffusione.

In alcuni importanti battelli-faro del Nord Europa l'apparecchio di segnalazione luminosa è stato completato, oltrechè dal radiofaro, anche da un oscillatore acustico sottomarino, funzionante in sincronismo col primo, dando così ai naviganti la possibilità di determinare, oltre al rilevamento, la distanza entro il limite di circa 15 miglia.

Il meccanismo della trasmissione è in tal caso generalmente il seguente. Ad un dato punto della sua emissione caratteristica, il radiofaro trasmette una linea di avvertimento, lunga ad esempio 5 secondi, seguita immediatamente da una serie di punti distanziati uniformemente fra di loro. Dal suo canto, il segnalatore sottomarino trasmette un certo segnale, il cui principio coincide esattamente col termine della linea d'avvertimento. L'emissione del radiofaro si propaga con la velocità della luce, per cui si può dire che i punti sono percepiti col ricevitore radiogoniometrico della nave nello stesso istante in cui vengono emessi. Invece, il segnale trasmesso dall'oscillatore acustico subacqueo si propaga attraverso all'acqua con la velocità di circa 1481 metri al secondo. Dalla misura del tempo che intercorre tra l'inizio della serie di punti e l'istante di percezione del segnale subacqueo si può dedurre la distanza del radiofaro: l'operazione è facilitata se i punti si susseguono con intervallo di 1,25 secondi, poichè in tal caso il numero di punti che si riceve prima dell'inizio del segnale subacqueo dà senz'altro la distanza in miglia marine, essendo 1,25 il rapporto tra 1852 (lunghezza in metri del miglio marino) e 1481 (velocità, in metri a secondo, del suono nell'acqua).

2. - Radiofari a quadro girevole.

Siccome non tutte le navi sono provviste di un impianto radiogoniometrico, sempre alquanto costoso, accanto all'organizzazione dei radiofari omnidirezionali si è mantenuta, nei principali settori marittimi mondiali, anche quella delle stazioni radiogoniometriche costiere; le quali, agendo isolatamente oppure a gruppi di tre, determinano a richiesta i rilevamenti di navi al largo. E d'altra parte si sono sviluppate talune categorie di radiofari di tipo direzionale, atti a indicare, dalla costa verso l'alto mare, determinate direzioni azimutali, emettendo un ristretto fascio di radiazioni elettromagnetiche fisso o girevole.

Tra questi meritano di essere ricordati quelli Marconi nel Firth of Forth ed a South Foreland, specialmente perchè in essi venne fatto uso per la prima volta di aerei a fascio parabolico, talchè si possono considerare, sotto certi aspetti, i progenitori degli attuali trasmettitori a fascio.

Sono note le proprietà direttive possedute dagli aerei chiusi, sia semplici, come nel primo radiogoniometro usato durante la guerra mondiale, sia ad avvolgimento piatto o solenoidale, la cui caratteristica polare in trasmissione o ricezione è la nota curva a figura di otto (fig. 5).

Supponiamo che il quadro ruoti attorno ad un asse verticale passante per il punto *O* con velocità uniforme di 1 giro al minuto e

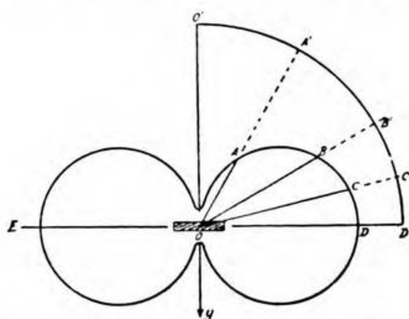


Fig. 5. — Caratteristica polare di un'antenna a telaio.

cioè di 6° per ogni secondo. In questo caso il campo passante per una direzione determinata varia con la legge del coseno, passando successivamente per valori massimi e minimi ad intervalli di 15 secondi. Se quindi un osservatore, posto in una posizione qualunque rispetto al telaio trasmittente, ne ascolta la trasmissione, ode l'intensità del segnale variare periodicamente tra un massimo e un minimo, con periodo di 30 secondi.

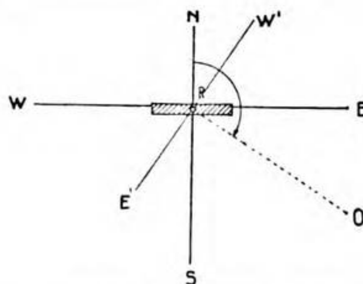


Fig. 6. — Schema di radiofaro a telaio rotante.

Ora, nei radiofari di questo tipo le cose sono disposte in modo che il telaio emetta durante la rotazione il suo normale segno distintivo, e quando trovasi a 90° dal meridiano geografico locale (fig. 6) (posizione *E W*, est-ovest, in cui la zona d'estinzione del segnale taglia la linea *N S*, nord-sud) trasmetta uno speciale segno convenzionale.

L'osservatore posto in *O* mette in moto il suo cronografo all'atto in cui riceve detto segnale e lo arresta esattamente nel momento in cui i segnali si estinguono, cioè quando il telaio girevole è normale alla congiungente osservatore-radiofaro. Moltiplicando il numero dei secondi impiegati dalla direzione di minimo a percorrere l'angolo *N R O* per la velocità angolare di 6° al secondo, si ottiene il valore di tale angolo, e cioè il *rilevamento vero* del radiofaro.

E' da osservare che, se la nave o l'aeroplano si trovassero esattamente nel meridiano geografico del radiofaro girevole, l'osservatore



Fig. 7. — Radiofaro girevole di tipo Marconi.

non avrebbe la possibilità di udire il segnale convenzionale (detto *segnale di nord*); per ovviare a ciò, è stata disposta l'emissione di un altro segnale caratteristico (detto *segnale di est*) quando il telaio passa per la linea nord-sud e cioè quando la direzione di minimo è orientata per est-ovest.

Praticamente perciò vi è la possibilità di prendere un rilevamento ogni mezzo minuto. Appositi cronografi, nei quali è segnata anche la suddivisione azimutale in rombi d'orizzonte e gradi, permettono di ottenere subito il rilevamento, senza eseguire alcun calcolo.

Uno dei radiofari di questo tipo, che risulta aperto al servizio

commerciale, è quello Marconi di Orfordness in Inghilterra, facente parte di una serie di tre attivati nel 1929 (Orfordness, Gasport e Farnborough) per l'impiego sia nella navigazione marittima sia in quella aerea (fig. 7). Un impianto Marconi del tutto analogo si trova in funzione all'entrata del porto anglo-indiano di Rangoon.

In Inghilterra sono state fatte numerosissime esperienze per accertare la praticità dei radiofari girevoli, specialmente nel servizio marittimo, e su di esse ha riferito in modo molto esauriente Smith-Rose, affermando che nella media dei rilevamenti fatti entro 60 miglia non si constatarono, di giorno, errori superiori a 3°, ottenendo il 90 % delle determinazioni approssimate a circa 2°, mentre che nelle analoghe osservazioni fatte di notte questa media venne mantenuta soltanto entro un raggio di 14 miglia sopra terra e di 23 miglia in mare. Al di là di 55 miglia su terra, e di 100 su mare, gli errori divenivano più rilevanti. Tuttavia, è stato osservato che, quando la trasmissione avviene completamente sul mare ed è immune da influenza della costa, l'accuratezza dei rilevamenti, entro distanze dell'ordine di 60 miglia, si mantiene praticamente di circa 2°, sia di giorno sia di notte.

3. - Radiofari a telai incrociati con rilevamento a udito.

E' noto che l'idea di impiegare aerei chiusi ortogonali fra loro, a scopo di trasmissione direttiva, risiede nei primi brevetti del radiogoniometro, il quale però, dopo le esperienze preliminari fatte in Italia ed in Francia dal 1905 al 1909, e in sèguito alle necessità manifestatesi durante la guerra mondiale, venne decisamente indirizzato verso l'impiego nella sola ricezione.

Nel 1921 Engel e Dunmore del « Bureau of Standards » degli Stati Uniti d'America riprendevano in esame la possibilità, già accertata in Germania nel 1917, di costituire radiofari a fascio direttivo fisso, mediante l'impiego di due antenne a telaio, agenti in concomitanza.

Nel sistema di radiofaro ideato (fig. 8), due quadri trasmittenti A e T erano disposti a 135° fra di loro e potevano essere eccitati a turno da un circuito trasmittente a scintilla frazionata W, con l'intermediario di un commutatore speciale S, che chiudeva alternativamente le due coppie di contatti indicate nella figura.

In tal modo ciascuno dei due telai, i cui piani sono nella figura individuati dalle rette $a\,a$ e $t\,t$, irradia a turno, nell'intervallo di tempo che gli è automaticamente assegnato dal commutatore, treni di onde con basso decremento, atti a produrre in un ricevitore situato in una direzione qualunque effetti variabili secondo le curve caratteristiche $A'\,A'$, $T'\,T'$ dei quadri stessi.

Si considerino ad esempio un ricevitore posto lungo la retta $O\,Y$ ed un altro lungo la retta $O\,X$. Il primo riceve i segnali emessi dal quadro $t\,t$ con intensità proporzionale al segmento $O\,M$ e quelli del quadro $a\,a$ con intensità proporzionale a $O\,Q$: cioè i segnali di $t\,t$ con forza più che doppia di quelli di $a\,a$. Invece il ricevitore situato lungo la retta $O\,X$, cioè sulla bisettrice dell'angolo formato dai quadri trasmittenti, riceve i due segnali con eguale intensità, proporzio-

nale al segmento *O P*. Ripetendo lo stesso ragionamento per altri punti, è facile constatare che, soltanto nelle direzioni azimutali corrispondenti alle quattro bisettrici *O X*, *O F*, *O K*, *O L*, si verifica l'eguaglianza fra le intensità dei segnali trasmessi dai due quadri,

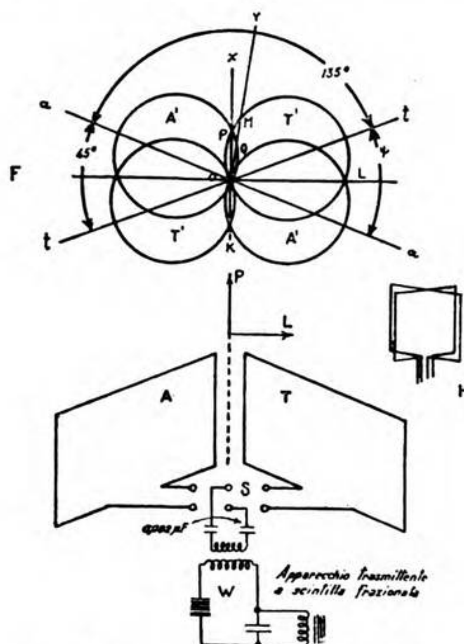


Fig. 8. — Principio dei radiofari a telai incrociati.

mentre che in ogni altra direzione i segnali stessi risultano di intensità diversa. Perciò navi od aeroplani in ascolto sull'onda emessa dal sistema suddetto hanno modo di mantenersi con sufficiente esattezza sui rilevamenti *X O*, *F O*, *K O*, *L O* con sole osservazioni di udibilità, e cioè manovrando in modo da ricevere con la stessa intensità i segnali distintivi trasmessi dai due telai del radiofaro.



Fig. 9. — Disposizione dei segnali nei radiofari a lettere complementari.

In questo tipo di radiofaro è assai ingegnoso il sistema per la trasmissione e quindi per l'identificazione del fascio direttivo. Un commutatore a tamburo, dotato di lento moto rotatorio, instrada in un quadro il segnale Morse corrispondente alla lettera *a*, e nell'altro quello corrispondente alla lettera *n*, in modo però che gli intervalli dell'uno corrispondano alle emissioni dell'altro (fig. 9). In queste con-

dizioni l'operatore, che si trovi su una delle bisettrici indicate nella fig. 8, riceve dai due quadri con la medesima intensità, e cioè una sola linea continua. Se si scosta da tale direzione percepisce invece in preponderanza l'una delle due lettere *n* o *a*, a seconda che si trovi sotto l'influenza prevalente del campo generato dall'uno o dall'altro dei due quadri (fig. 10).

Esperienze molto accurate furono eseguite con aeroplani in volo, nel qual caso, come era da attendersi, le osservazioni risultarono influenzate dalle proprietà notevolmente direttive dell'antenna di bordo, semplice filo appeso di una sessantina di metri, che, per effetto dell'alta velocità di traslazione, assume una posizione fortemente inclinata rispetto alla verticale; si avevano quindi forti spostamenti delle direzioni di uguale intensità, rispetto alle corrispondenti osservazioni

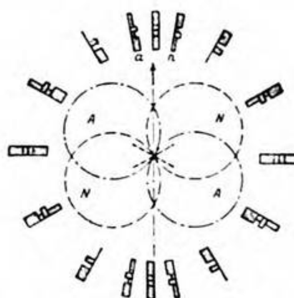


Fig. 10. Ricezione delle lettere *a* ed *n* nei vari settori.

fatte a terra. Che tali errori fossero dovuti unicamente alle proprietà direttive dell'antenna ricevente, venne constatato sostituendo all'antenna a strascino con peso terminale piuttosto leggero, della quale gli aeroplani sono provveduti normalmente, un'antenna cortissima verticale, tipo tuttora adottato negli aeroplani degli Stati Uniti d'America per ricevere le segnalazioni dei radiofari.

Queste prime esperienze del 1921-22 servirono a dimostrare la possibilità di utilizzare i radiofari a fascio direzionale nella navigazione aerea, e da allora il « Bureau of Standards » si pose attivamente a perfezionarli, per adattarne l'impiego alla nascente organizzazione di navigazione aerea interna.

4. - La radioguida nelle linee aeree americane.

Negli Stati Uniti d'America il problema di organizzare su basi pratiche una rete completa di linee aeree interne si presentava sotto certi aspetti più facile e sotto altri più difficile che nei paesi europei. Più facile, perchè il vasto territorio da servire è sottoposto ad una unica legge per quanto riguarda i trasporti e le comunicazioni e perchè, in sostanza, ad eccezione di alcune trasversali (per altro non tutte di secondaria importanza) le linee aeree principali si dovevano svolgere in gran parte per est-ovest, analogamente ai grandi tronchi

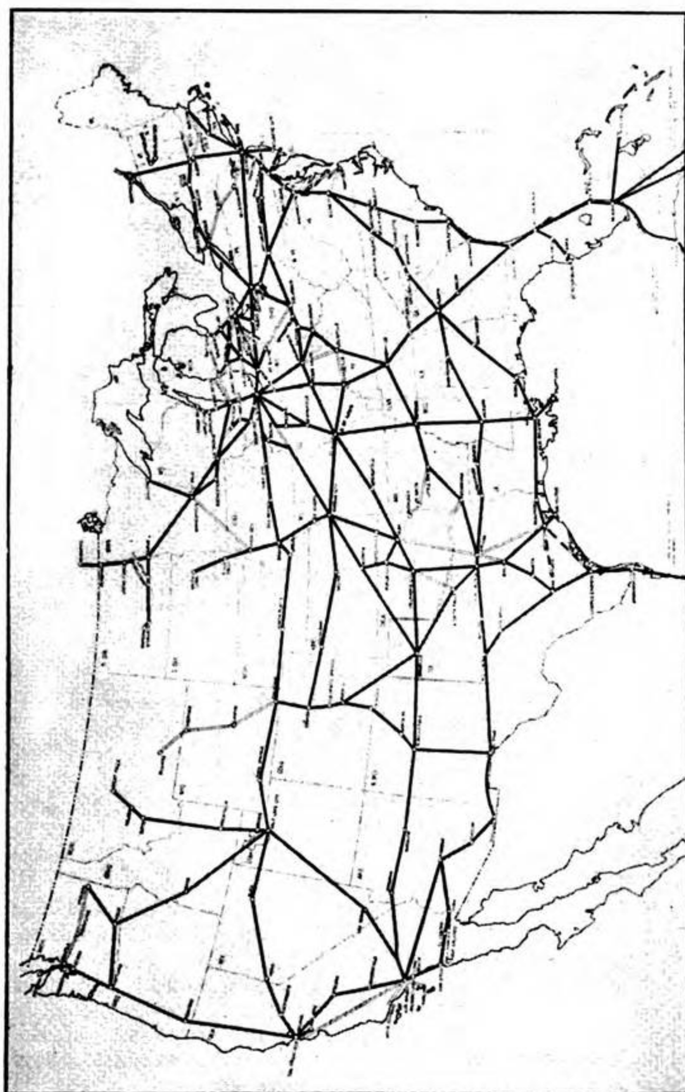


Fig. 11. — Linee aeree postali degli Stati Uniti d'America.

ferroviari, che uniscono i centri industriali e politici della costa atlantica e della regione dei Grandi Laghi al West agricolo ed alla California. Più difficile, appunto perchè, in territorio così esteso e già servito con grande larghezza da un elaborato sistema ferroviario e da comunicazioni elettriche e radioelettriche assai perfezionate, un sistema di trasporti aerei non avrebbe potuto risultare redditizio, e quindi imporsi all'uso in concorrenza od in ausilio a quelli esistenti, se non si fosse stabilito sulla base del servizio continuativo, e cioè del volo tanto di giorno quanto di notte, con la possibilità di atterrare anche con nebbia.

Posto su queste basi, il problema del segnalamento elettrico e radioelettrico lungo le rotte aeree a percorso obbligato del Nord America, si staccava notevolmente da quello relativo alla navigazione marittima, riaccostandosi, si può dire, quasi di più a quello della segnalazione ferroviaria. Tale osservazione viene confermata da un esame anche soltanto superficiale della carta delle linee aeree postali attualmente in funzione negli Stati Uniti (fig. 11).

Anzi tutto, si scorge subito come sarebbe stato difficile, con tale abbondanza di linee spesso a percorso intersecato, di assicurare la

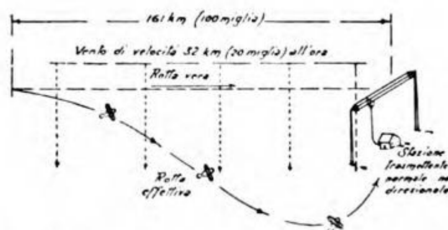


Fig. 12. — Effetti di deriva dovuti al vento su un aeroplano.

posizione e correggere la rotta col solo impiego di una rete, per quanto bene studiata, di stazioni radiogoniometriche a terra, oppure con lo scaglionamento di numerosi radiofari ad irradiazione circolare, da rilevarsi col radiogoniometro di bordo.

Scartata pertanto l'idea di condurre la navigazione con il classico sistema marittimo delle successive posizioni rilevate o triangolate, il che implicava, oltre a tutto, la presenza di un provetto operatore a bordo, non rimaneva che organizzare il servizio col sistema della radioguida: il quale consiste nell'obbligare i velivoli a mantenersi, come su rotaie, costantemente entro fasci di onde elettromagnetiche proiettate, in direzione delle rotte da seguire, da appositi radiofari direzionali collocati negli aeroporti od in opportuni punti del percorso.

Uno dei vantaggi di tale sistema, su quelli basati sull'impiego di radiogoniometri collocati a bordo, è soprattutto quello di rendere più apprezzabili ai piloti gli effetti di eventuale deriva per vento, effetti che per i velivoli sono particolarmente forti con vento normale alla rotta, consentendo di correggerli subito con opportune accostate. La fig. 12 rappresenta per l'appunto gli effetti del volo al traverso per un aeroplano navigante alla velocità di 161 km all'ora col solo ausilio

della bussola magnetica e del radiogoniometro di bordo; e la fig. 13 rappresenta, nelle stesse condizioni, un tipo di rotta meno scartata dalla direzione vera, ed ottenuta in base alle segnalazioni del radiofaro a telai.

D'altra parte, il sistema comporta il minimo di operazioni da parte del pilota, o del suo aiutante, ai quali, per mantenersi sulla rotta, basta seguire la successione di indicazioni dei fari luminosi e dei radiofari sistemati lungo di essa.

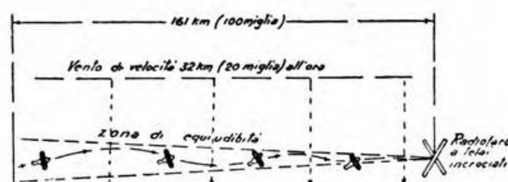


Fig. 13. — Modo di eliminare la deriva valendosi dei segnali del radiofaro.

5. - Particolari sui radiofari direzionali a funzionamento auricolare e visivo.

Le esperienze condotte fino al 1927-28 furono dirette unicamente al perfezionamento del radiofaro a quadri incrociati descritto precedentemente. Per aumentare la portata dell'apparecchio i quadri vennero disposti ortogonali e costruiti di grandi dimensioni, con una sola spira per ciascuno, sostenuta da un'alta torre a traliccio (fig. 14). In

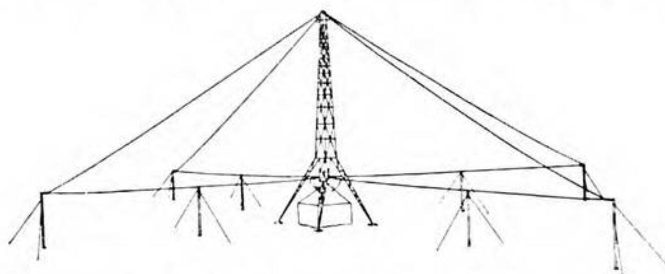


Fig. 14. — Disposizione delle antenne a telaio in un radiofaro direttivo.

questo caso il diagramma del campo risultante è quello della fig. 15, e cioè comporta quattro settori distinti nei quali si riceve una linea continua; un impianto di questo tipo collocato in un aeroporto può quindi fornire la radioguida a quattro rotte di atterraggio diverse, poste fra loro a 90°.

Nella sua costituzione originale, il tipo di radiofaro a telai incrociati era assai rigido, in quanto che, per variare l'orientamento del complesso delle quattro rotte a 90° fra loro, si doveva variare necessariamente l'orientamento dei quadri, il che non è sempre agevole, trattandosi di antenne alte talvolta fino a 40 m.

Si pensò allora all'adozione dello stesso principio che caratterizza il dispositivo di accoppiamento del radiogoniometro a telai fissi Bellini-Tosi; si è potuta così variare a piacere l'orientazione del sistema di campi elettromagnetici mantenendo fisse le antenne.

Ma nonostante i perfezionamenti introdotti, il radiofaro basato sulla ricezione auricolare presenta sempre vari inconvenienti. Primo, il pretendere dal pilota, o dall'operatore, un'attenzione continua nell'ascoltare i segnali e giudicare della loro intensità; secondo, la difficoltà di discriminare la segnalazione del radiofaro dai disturbi elettroatmosferici, notevolmente intensi per le onde intorno ai 1000 m, nonchè dalle altre trasmissioni (e ciò riduce notevolmente la por-

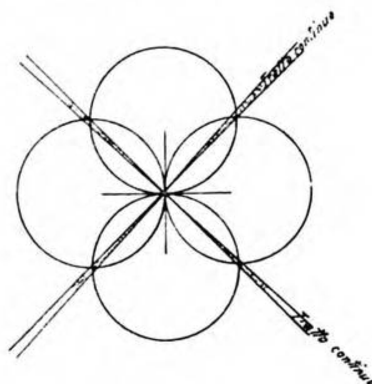


Fig. 15. — Fasci di equisegnale col radiofaro auricolare.

tata pratica d'impiego del sistema); terzo, il richiedere dal pilota una sufficiente capacità nel ricevere ed interpretare i segnali radiotelegrafici.

Per questi motivi, gli studi dei tecnici del «Bureau of Standards» furono diretti all'attuazione di un sistema di radiofaro a quadri ortogonali, atto a funzionare in collegamento con un vero e proprio indicatore visuale di rotta, che potesse essere consultato costantemente e senza fatica dal pilota, come l'altimetro, la bussola e gli altri strumenti indispensabili per la navigazione aerea.

In un primo tempo si agì sul solo ricevitore, disponendo all'uscita dell'amplificatore un sistema di relè, azionati in modo che la lettera *a* emessa da uno dei quadri facesse accendere una lampadina rossa, la lettera *n* una lampadina verde, ed il tratto continuo, corrispondente alla zona di equisegnale, una lampadina bianca. Ma oltre ad inconvenienti di peso e di complessità, questo dispositivo indicava solamente se l'aeroplano era oppure no sulla buona rotta, senza fornire alcun indice approssimativo sull'entità dello scarto laterale.

Dopo altri tentativi, si giunse infine al *radiofaro a doppia modulazione*, ora impiegato correntemente per il segnalamento radioelettrico sulle rotte aeree americane più importanti, e di cui un esem-

plare costruito dalla Compagnia Marconi si trova in funzione nell'aeroporto inglese di Croydon.

Come si rileva dallo schema della fig. 16, i quadri sono ambedue alimentati dallo stesso oscillatore pilota, ma uno di essi attra-

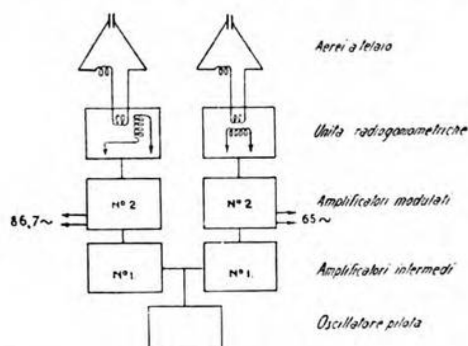


Fig. 16. — Circuiti principali del radiofaro a doppia modulazione.

verso una modulazione con frequenza di 65 Hz e l'altro con frequenza di 86,7 Hz, risultandone una certa zona di equisegnale nella direzione *A C* (fig. 17).

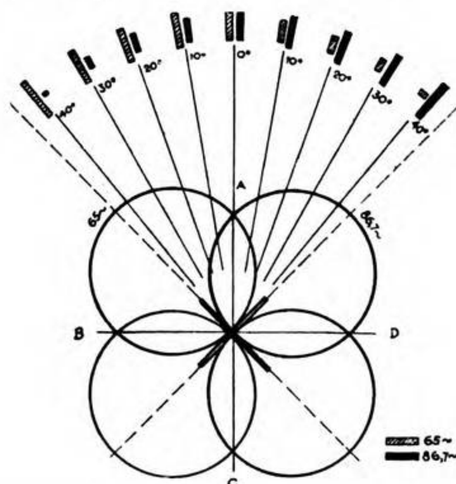


Fig. 17. — Ampiezze di vibrazione delle laminette nell'indicatore visivo.

Al ricevitore dell'aeroplano è applicato lo speciale indicatore visivo, consistente in un'elettrocalamita, alimentata dalla tensione di uscita del ricevitore, nel cui campo magnetico possono vibrare due laminette d'acciaio accordate sulle frequenze di 65 ed 86,7 Hz.

Se il ricevitore è sintonizzato sulla frequenza portante del radiofaro verso il quale è diretto l'aeroplano, le due lamine entrano in vibrazione, con un'ampiezza che per ciascuna di esse dipende dall'intensità con cui viene ricevuto il segnale corrispondente alla frequenza propria: lungo la direzione *A C*, in cui i segnali dei due quadri hanno la stessa intensità, le lamine vibrano con la stessa ampiezza. Le estremità delle lamine sono bianche, su fondo scuro, cosicchè quando vibrano esse appaiono nello strumento indicatore come linee verticali parallele. Quando le due linee assumono la stessa lunghezza l'aeroplano trovasi nella sua rotta esatta; e le cose sono disposte in modo che uno scarto verso sinistra aumenti l'ampiezza di



Fig. 18. — Radiofaro Marconi a doppia modulazione, di Croydon.

vibrazione della lamina di sinistra, e viceversa, così che il pilota per ritornare in rotta non ha che da accostare dalla parte della linea che sul quadrante dell'indicatore apparisce la più corta.

Con questo sistema il pilota, dall'ampiezza delle due immagini, può anche dedurre il valore dello scarto dalla linea di direzione, ed è da osservare anche che, a causa della maggiore acutezza della sintonia meccanica, il sistema risulta praticamente immune da interferenze. Come si vede dal disegno dimostrativo della fig. 17, l'aviatore, dalla deflessione relativa delle lamine, è in grado di apprezzare scarti di rotta dell'ordine di circa 2°.

Questo tipo d'indicatore non implica l'impiego di alcun operatore specializzato a bordo. Naturalmente l'apparecchio, per il suo buon funzionamento, non deve essere sensibile nè alle variazioni di temperatura, che farebbero cambiare il periodo di vibrazione delle lamine, nè alle vibrazioni meccaniche, che talvolta sono piuttosto forti sui velivoli. Inoltre esso esige l'assoluta costanza delle frequenze di modulazione del trasmettitore, tanto che, nei primi tipi, queste venivano prodotte mediante diapason; i quali furono poi sostituiti da piccoli alternatori, la cui velocità è mantenuta costante entro il 0,1 %

per mezzo di un regolatore, anch'esso a diapason, opportunamente studiato.

Nell'impianto Marconi di Croydon (fig. 18) il sistema irradiante è costituito da due antenne triangolari ortogonali la cui base, lunga 100 m, è disposta a 7,5 m dal suolo. Le antenne sono sostenute da una torre alta circa 32 m e sono interrotte nel vertice superiore da una capacità (fig. 16). Questo radiofaro a doppia modulazione può emettere onde della frequenza di 308 kHz (974 m) e fornisce un settore di equisegnale diretto da Croydon verso Dungeness, per servire la rotta aerea continentale. A 100 km circa da Croydon il fascio direttivo ha una larghezza dell'ordine di 8 ÷ 10 km.

6. - Orientamento dei fasci di equisegnale.

Mentre col radiofaro a telai ortogonali, basato sulla ricezione auditiva di due lettere a segni complementari, si hanno 4 fasci direttivi di equisegnale posti a 90° fra di loro, in quello a doppia modulazione, funzionante in unione ad apposito indicatore visivo a bordo, si hanno

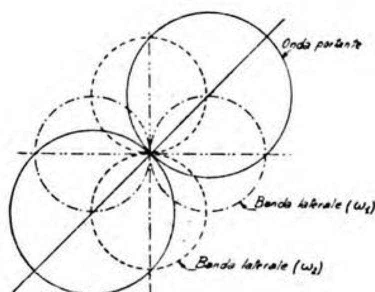


Fig. 19. — Diagrammi di campo per la frequenza portante e per le frequenze laterali nei radiofari a doppia modulazione.

soltanto 2 settori di direzione, a 180° l'uno rispetto all'altro, nei quali si ottiene uguale ampiezza di vibrazione delle due lamine, mentre non si ha praticamente irradiazione nei settori posti a 90° dai primi: ciò dipende dal fatto che le due antenne emettono contemporaneamente, non alternativamente come nel precedente sistema, con onda portante della medesima frequenza.

Per rendersi ragione di ciò, bisogna considerare il segnale emesso da ciascuna antenna come composto della frequenza portante e delle due frequenze laterali. Poichè le frequenze portanti hanno ugual valore per le due antenne e sono in fase, i due campi elettromagnetici relativi si combinano, come appare dalla fig. 19, in un unico campo risultante. Viceversa i campi relativi alle frequenze laterali non si combinano, essendo esse diverse, e danno luogo a due distinte figure polari ad otto, segnate in figura con linee punteggiate. Siccome le due frequenze acustiche, che agiscono sull'indicatore a lamine vibranti, sono prodotte dai battimenti della frequenza portante con le due coppie di frequenze laterali, si ha una zona di equisegnale solo

nella direzione segnata con linea continua in fig. 19, poichè nella direzione ortogonale è nulla l'intensità del campo risultante relativo alla frequenza portante. In fig. 20 sono disegnati i diagrammi polari delle ampiezze di vibrazione delle due lamine.

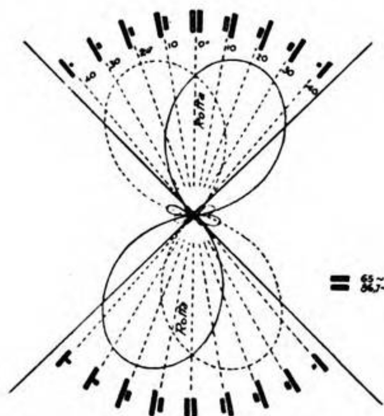


Fig. 20. — Ampiezze di vibrazione delle lamine nelle due zone di direzione determinate dal radiofaro a doppia modulazione.

Volendo ottenere 4 fasci direzionali come nel radiofaro a ricezione auditiva, si possono sfasare di 90° le frequenze portanti nelle due antenne ortogonali: si genera così un campo rotante nello spazio e la curva polare relativa all'onda portante diventa un cerchio

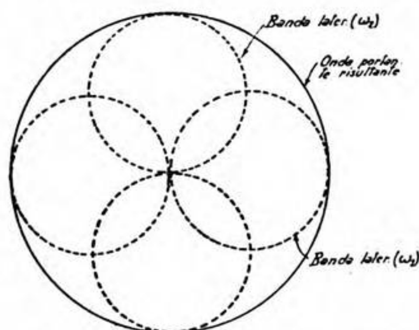


Fig. 21. — Diagramma polare del radiofaro a doppia modulazione, con frequenze portanti sfasate di 90°.

(fig. 21). In tal caso il diagramma polare delle ampiezze di vibrazione assume la forma della fig. 22 e l'indicatore può funzionare sulle 4 direzioni o rotte segnate nella figura: la forma allungata dei diagrammi è in questo caso dovuta all'ipotesi che il rivelatore del ricevitore abbia caratteristica quadratica.

All'atto pratico le rotte che convergono ad un aeroporto non sono sempre esattamente a 90° fra loro, per cui si rende necessario poter inclinare a piacimento l'una rispetto all'altra le zone di equisegnale prodotte dal radiofaro; ciò si può ottenere in diversi modi: ad esempio riducendo l'ampiezza della corrente di alta frequenza in una delle antenne, oppure disponendo sulla stessa torre di sostegno un'antenna verticale irradiante circolarmente, oppure ancora con altri dispositivi.

Per rispondere poi alle necessità dei grandi aeroporti americani ai quali convergono molte linee, lo stesso « Bureau of Standards » ha attuato un radiofaro a 12 direzioni, nel quale la trasmissione è fatta con 3 anzichè con 2 frequenze di modulazione (65 - 86,7 - 108,3 Hz), dando opportuna disposizione d'orientamento ai 3 statori ed ai 2 ro-

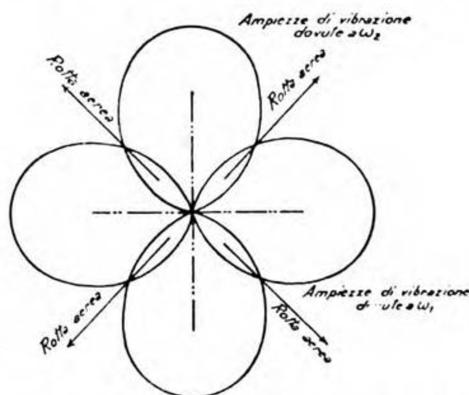


Fig. 22. — Diagramma polare delle vibrazioni delle lamine, con frequenze portanti sfasate di 90°.

tori costituenti il dispositivo di accoppiamento, e modificando l'indicatore visivo a lamine vibranti. Anche nel radiofaro a 12 direzioni esiste la possibilità di variare entro certi limiti l'angolo fra le varie rotte con i dispositivi sopra rammentati.

7. - Distribuzione dei radiofari sulle rotte aeree americane.

Esaminando la cartina della fig. 23 si può avere un'idea dell'abbondanza di radiofari disposti lungo le rotte aeree interne degli Stati Uniti d'America, ove sono in funzione tuttora impianti del tipo auricolare ed altri a ricezione visiva. I radiofari segnati sulla carta sono quelli che danno la vera e propria radioguida lungo la rotta aerea (*radio range beacons*) e funzionano su diverse frequenze comprese fra 240 e 350 kHz (1250 e 857 m). Oltre a questi principali, sono in funzione, in punti intermedi delle rotte, i radiofari ausiliari di posizione (*radio marker beacons*), collocati specialmente nei punti in cui vi sono settori adiacenti di radiofari, allo scopo di indicare all'aviatore il momento in cui deve lasciarne uno e disporre la ricezione su quello consecutivo, oppure per segnalare appositi campi d'atter-

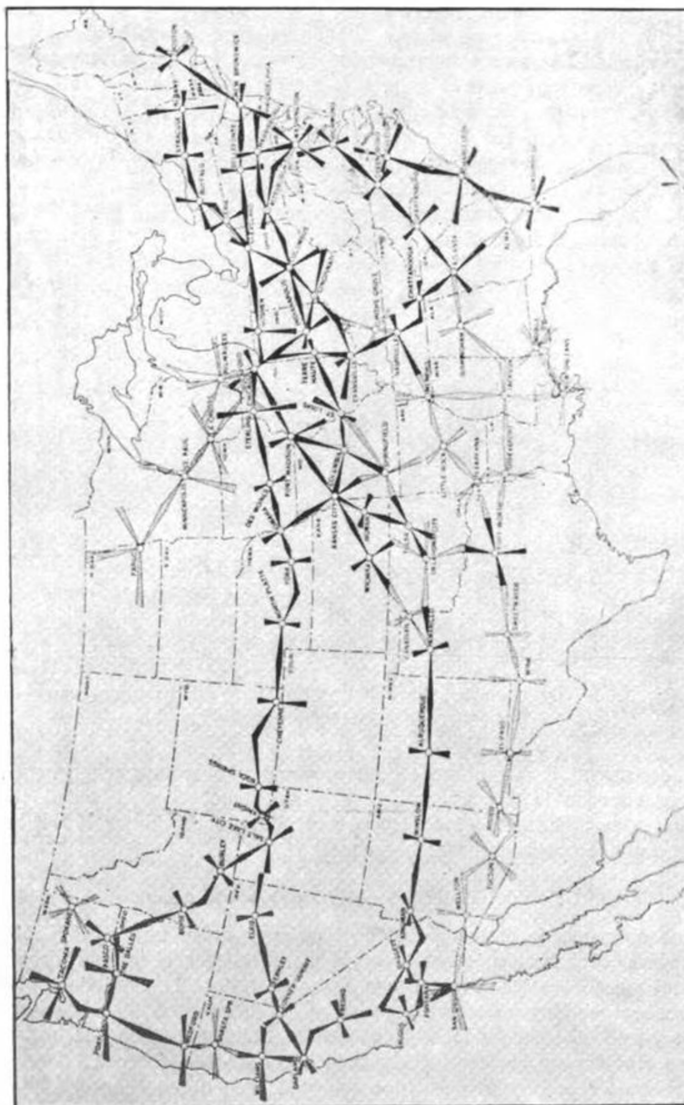


Fig. 23. — Distribuzione dei radiofari principali sulle rotte aeree americane.

raggio intermedi od anche un cambiamento brusco nell'elevazione della topografia. Essi sono di tipo semplice e di portata ridottissima,

STAZIONE RADIOTELEFONICA
STAZIONE RADIOTELEFONICA E RADIOFARO PRINCIPALE
RADIOFARO PRINCIPALE
RADIOFARO PRINCIPALE E RADIOFARO AUSILIARIO
RADIOFARO AUSILIARIO
(LE GRADUAZIONI DELLE SCALE SONO IN MIGLIA)

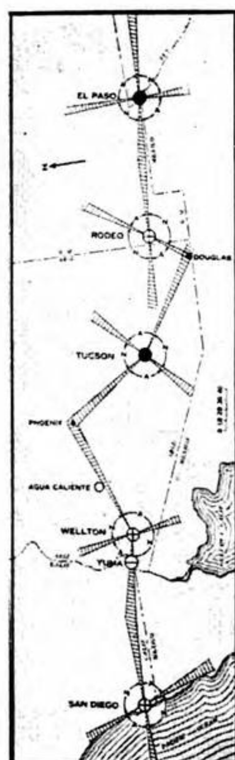


Fig. 24. — Distribuzione dei radiofari sulla rotta aerea San Diego - El Paso.

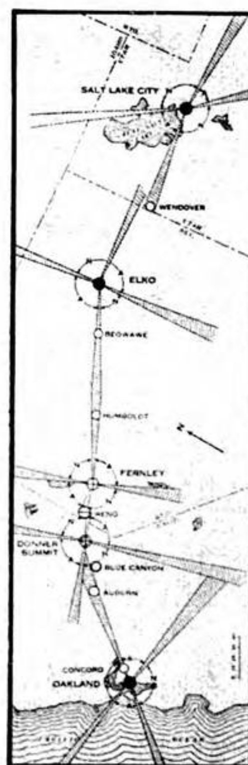


Fig. 25. — Distribuzione dei radiofari sulla rotta aerea San Francisco - Salt Lake City.

spesso ad un solo telaio, e talvolta possono essere azionati anche in radiotelefonia (fig. 24 e 25).

La ricezione dai radiofari di posizione è fatta nei più moderni impianti con un indicatore visivo che permette d'individuare, con la

brusca estinzione dei segnali, il passaggio dell'aeroplano sulla verticale del radiofaro.

In questi ultimi tempi il « Bureau of Standards » ha introdotto importanti modifiche alle antenne dei radiofari a telai incrociati, allo

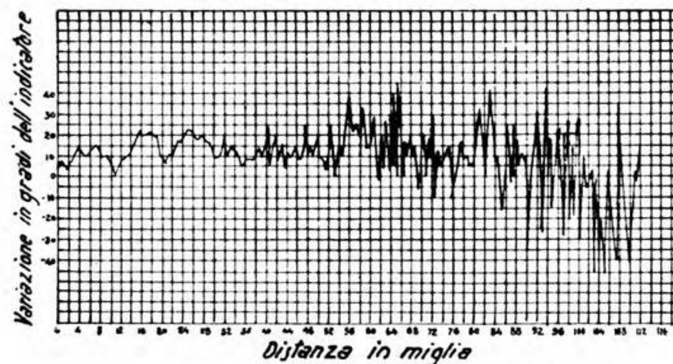


Fig. 26. — Influenza dell'errore notturno negli indicatori a funzionamento visivo.

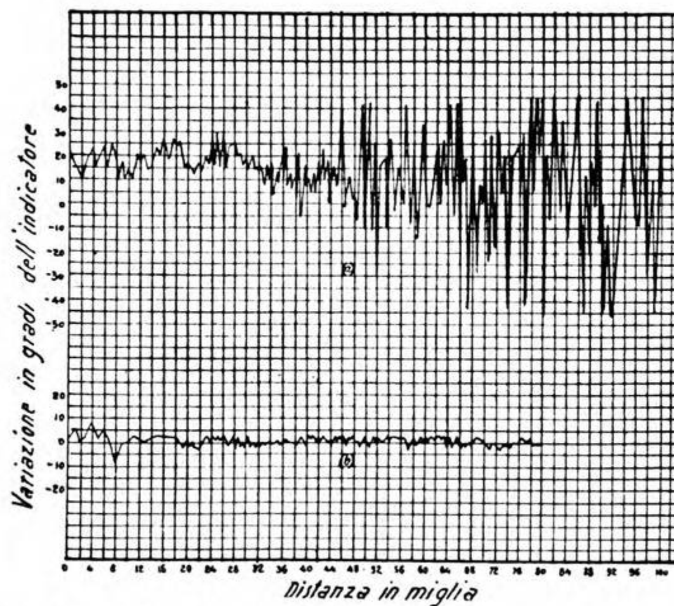


Fig. 27. — Eliminazione dell'errore notturno nei radiofari americani.

scopo di rendere minimo l'errore notturno; il quale, al di là di una certa distanza, dava luogo, negli indicatori visivi posti sugli aeroplani,

ad oscillazioni attorno alla linea di direzione sul tipo di quelle indicate nel diagramma della fig. 26: vi si rileva il loro notevole incremento col crescere della distanza. Con l'adozione di sistemi di antenne derivati in linea di massima da quello inglese Marconi - Adcock, gli scarti dovuti all'effetto notturno sembra siano stati ridotti al minimo, come si può osservare nei diagrammi comparativi della fig. 27; quello superiore (*a*) è relativo ad un radiofaro comune a telai incrociati, e quello inferiore (*b*) è ottenuto con i nuovi tipi di antenne.

8. - Atterraggio cieco.

L'organizzazione di radiofari a cui si è accennato permette di navigare con una certa sicurezza fra due punti qualsiasi ed arrivare fino a poche centinaia di metri dal punto di arrivo, qualunque siano

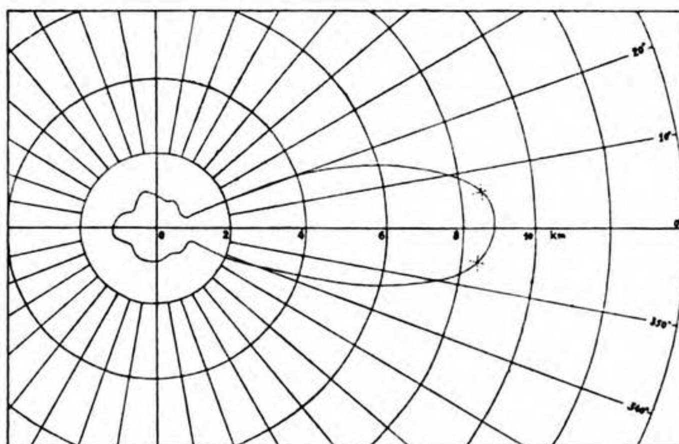


Fig. 28. — Caratteristica polare orizzontale di un radiofaro ad onda ultracorta.

le condizioni di visibilità; ma non risolve in modo completo il problema, assai più difficile, dell'atterraggio cieco, specialmente quando incombono sull'aeroporto densi strati di nebbia.

Un promettente campo di applicazione appare quello basato sull'uso di appositi fasci di onde ultracorte puntati dall'aeroporto verso una direzione alquanto inclinata sull'orizzontale, e di portata tale che l'aeroplano, provveduto di adatto ricevitore ad indicazione visiva, possa incanalarvisi a distanza da 5 a 30 km e ad un'altezza da 150 a 1500 m circa, eseguendo poi la discesa lungo una linea di eguale campo elettromagnetico, secondo le indicazioni di un apposito microamperometro graduato, lo « scivolometro » (*glidometer*) degli americani.

I pregi dei radiofari ad onde ultracorte per atterraggio negli aeroporti, ed anche per segnalazione all'entrata dei porti marittimi o fra le

stesse navi in rotta, risiedono specialmente nella loro breve portata, nell'essere essi immuni completamente dai disturbi elettroatmosferici e dai fenomeni d'affievolimento, nelle loro piccolissime dimensioni d'ingombro, e specialmente nell'assenza completa dell'errore notturno.

Si supponga che il radiofaro ad onda ultracorta d'atterraggio, sistemato nell'aeroporto, dia luogo ad una caratteristica polare orizzontale come quella della fig. 28; il cui asse coincida esattamente col fascio di equisegnale del radiofaro di rotta, per modo che l'aeroplano, giunto nelle vicinanze dell'aeroporto, ad esempio a 10 km di distanza, si possa incanalare esattamente sull'asse della curva polare suddetta. Si prenda ora in esame la caratteristica polare verticale

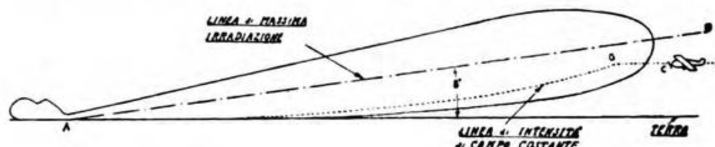


Fig. 29. — Caratteristica polare verticale di un radiofaro ad onda ultracorta.

del fascio riportata nella fig. 29: la retta *B A* vi rappresenta l'asse di massima intensità del campo elettromagnetico, lungo il quale l'intensità di campo varia in ragione inversa della distanza dal trasmettitore *A*.

Supponiamo che l'aeroplano sia giunto nel punto *C* e proseguendo arrivi nel successivo punto *G*, nel quale l'indice dello strumento indicatore del ricevitore passa per una posizione contrassegnata. In un punto immediatamente superiore a *G* l'indicazione dello strumento aumenta, perchè il velivolo si trova più vicino alla linea di massima intensità del campo; per contro, in un punto inferiore diminuisce, essendo il campo minore. E' naturale che, se l'aeroplano si tenesse sempre lungo la retta *B A* del massimo campo, con l'avvicinarsi all'aeroporto la deviazione dello strumento aumenterebbe continuamente; invece, se l'aviatore mantiene il velivolo a quota tale che l'indice rimanga sempre nella posizione contrassegnata, l'apparecchio si allontana gradualmente dalla retta *B A*, seguendo la linea d'atterraggio leggermente curva, segnata in figura. In altri termini, l'aviatore deve compensare l'aumento di deviazione dell'ago indicatore, dovuto al fatto che l'apparecchio si avvicina alla sorgente dei segnali, col graduale allontanamento dalla linea di massimo campo elettromagnetico, seguendo quindi una linea di discesa caratterizzata da un valore costante del campo stesso.

Naturalmente, per la buona riuscita della manovra, occorre che l'aviatore abbia un'indicazione abbastanza esatta della sua distanza dall'aeroporto, della sua quota e del momento in cui deve iniziare la discesa nel punto *G*; e poichè questo si trova normalmente un

po' lontano dalla vera e propria piattaforma di atterraggio, egli deve anche essere avvertito del momento in cui sta per entrare nella zona immediatamente sovrastante a detta piattaforma. Per facilitare quanto sopra, vi sono ora speciali strumenti nei quali l'esatta direzione sul radiofaro di rotta o su quello d'atterraggio può essere fornita, anzichè dalle lamine vibranti, da un apparecchio ad ago indicatore; inoltre, uno speciale microamperometro graduato in miglia od in kilometri può fornire la distanza dal radiofaro dell'aeroporto, e, sebbene ancora allo stato di sviluppo, si dimostrano già abbastanza utili speciali altimetri basati sulla riflessione del suono sul terreno sottostante, o su altri principi. Infine, come indicatori della posizione

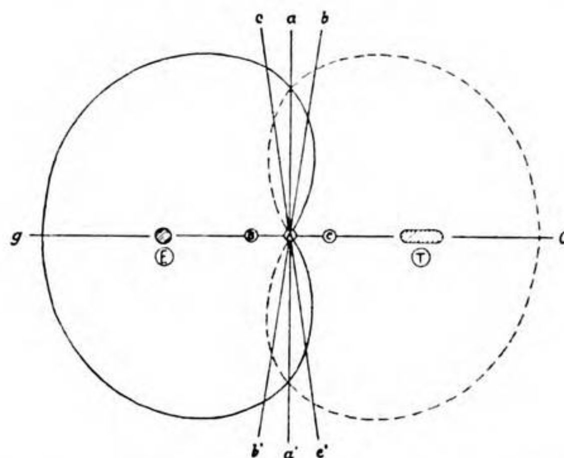


Fig. 30. — Curve polari orizzontali del radiofaro direttivo ad onda ultracorta.

orizzontale dell'aeroplano rispetto alla piattaforma ed al radiofaro d'atterraggio, servono assai bene altri piccoli radiofari di posizione (*marker*) opportunamente disposti nella zona dell'aeroporto.

Il sistema d'atterraggio cieco, rappresentato nella fig. 30, comprende un radiofaro principale ad onda ultracorta di 9 m modulata a 1150 Hz, e due radiofari a microonda di circa 50 cm modulata per l'uno a 1700 e per l'altro a 700 Hz. Il radiofaro principale ad onda ultracorta ha lo scopo di fornire la curva a campo costante che il pilota dovrà seguire nella discesa; uno dei radiofari a microonda serve a segnalargli quando deve iniziare la manovra d'atterraggio, e l'altro, che ha come il suo analogo irradiazione prevalentemente zenitale, l'istante nel quale egli si trova sul confine della piattaforma d'atterraggio.

Nella fig. 30 i tre dipoli del radiofaro principale sono indicati con A, B, C. Di essi, A è il dipolo eccitatore e B, C sono i due riflettori. I dipoli riflettori sono interrotti ritmicamente mediante di-

spositivi elettromagnetici, l'uno dei quali segnala in continuazione la lettera *e* e l'altro la lettera *t*; i segni brevi (lettera *e*) servono di separazione ai segnali lunghi (lettera *t*), di modo che il dipolo *C* viene chiuso per tempi brevissimi e resta aperto per tempi più lunghi, durante i quali è invece chiuso il dipolo *B*.

Ne segue che il complesso *A-C* fornisce un diagramma d'irradiazione come quello segnato con la linea piena, e in tutta la zona da questo abbracciata si percepisce una serie di punti separati da lunghi intervalli; il sistema *A-B* fornisce invece un diagramma come quello segnato con la linea a tratti, e nella zona corrispondente si percepiscono lunghi tratti separati da brevi intervalli. Lungo la linea *a' A a* le intensità dei due campi sono uguali e, poichè i segnali sono complementari (come nel radiofaro a telai incrociati), si percepisce una linea continua; spostandosi leggermente a destra od a sinistra

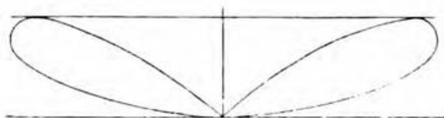


Fig. 31. — Curva polare verticale di un radiofaro ad onda ultracorta.

della *a' A a*, prevale anche in questo caso l'uno o l'altro dei due campi e si percepiscono rispettivamente o linee o punti.

Naturalmente, la zona nella quale si percepisce la linea continua presenta una certa larghezza a notevole distanza dal trasmettitore e va man mano assottigliandosi con l'avvicinarsi a questo. Praticamente si può ritenere che il fascio di equisegnale abbia un'apertura angolare di $\pm 2^\circ$ nel caso che a bordo si usi il sistema ad indicazione visiva, e di $\pm 4^\circ$ qualora si usi la ricezione auditiva.

Il diagramma verticale d'irradiazione ha all'incirca la forma rappresentata in fig. 31: ad una certa distanza dal trasmettitore l'intensità di campo al suolo è nulla ed aumenta poi con l'altezza fino ad un limite, raggiunto il quale essa ricomincia a decrescere. Nella figura è appunto rappresentata una delle infinite curve di eguale intensità di campo; fra di esse viene scelta quella che ha l'inclinazione più opportuna, tale che seguendola il velivolo si trovi a posare le ruote sul terreno proprio a metà del campo d'atterraggio.

La potenza modulata irradiata dal radiofaro ad onda ultracorta è di circa 300 watt, in modo da ottenere una portata utile di circa 30 km.

I due trasmettitori a microonda sono situati l'uno (R'') sui limiti del campo, nella direzione da cui proviene il velivolo, l'altro (R') in prossimità del punto d'atterraggio, come si vede nel disegno planimetrico di fig. 32. Questi trasmettitori forniscono una potenza irradiata di circa 15 watt e garantiscono una caratteristica di irradiazione con angolo molto aperto, ma limitata in altezza. Così il radiofaro R'', che emette il segnale preliminare, può essere udito a quota va-

riabile da 400 a 800 m, mentre quello R', che emette il segnale principale, viene percepito ad una quota di circa 600 m.

Sul velivolo sono disposti, per la ricezione dai tre radiofari d'atterraggio: un ricevitore ad onda ultracorta fissa, che utilizza la stessa antenna normale di bordo; un ricevitore a microonde, la cui antenna è costituita da un dipolo fisso della lunghezza di circa 50 cm; infine un complesso indicatore visivo per onda ultracorta, nel quale si

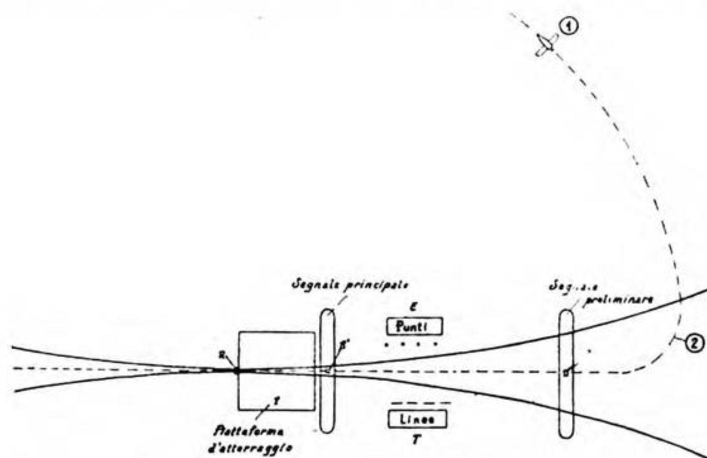


Fig. 32. — Disposizione di radiofari a onda ultracorta ed a microonda in un aeroporto.

hanno due indici, uno a spostamento orizzontale che funziona da indicatore di rotta e serve a mantenere l'apparecchio sulla bisettrice del fascio, e l'altro a spostamento verticale che indica la distanza, da 1 a 30 km, del velivolo dal campo d'atterraggio. Vi sono inoltre, a sinistra, una lampada al neon che viene accesa dal segnale preliminare emesso dal radiofaro a microonda R'', ed a destra un'analoga lampada che viene accesa dal segnale principale trasmesso dal radiofaro a microonda R'.

Per eseguire la manovra per l'atterraggio con visibilità scarsa od addirittura alla cieca, il pilota, a circa 50 km di distanza dal campo, inserisce il ricevitore apposito e con l'ausilio dell'indicatore di rotta cerca di portarsi sulla bisettrice del fascio. Supponiamo ad esempio che l'apparecchio sia pervenuto nel punto 1 (fig. 32) entro il raggio d'azione del radiofaro ad onda ultracorta. In questa posizione il pilota ode al ricevitore una serie di punti; egli si avvicina sempre più al fascio e quando perviene sulla linea di rotta di atterraggio sente un segnale continuo. Tutte queste indicazioni può anche rilevarle a vista dall'indicatore di rotta, che non è qui il caso di descrivere.

Una volta raggiunta la linea di rotta il pilota cerca di seguirla e nel tempo stesso regola il suo altimetro e procura di mantenersi

ad una quota fissata in precedenza, che generalmente è di 200 m. Quando percepisce il segnale preliminare, avvertito anche dall'accensione della relativa lampada al neon, inizia gradatamente la discesa, badando di mantenersi sempre sulla bisettrice del fascio e regolando la manovra in base a quanto osserva sulla graduazione dell'indicatore, secondo il concetto esposto precedentemente.

Nel sistema che è stato ora descritto, si utilizzano in massima tre linee di discesa a campo costante, terminanti all'altezza di circa 5 m dalla piattaforma d'atterraggio, altezza dei dipoli del radiofaro. La linea superiore porta l'apparecchio ad atterrare a circa 400 m dal radiofaro che emette l'onda di 9 m, quella di mezzo a

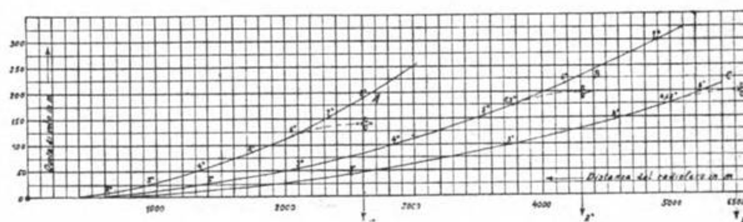


Fig. 33. Linee di discesa per l'atterraggio cieco.

600 m e l'inferiore ad 800 m dal medesimo, con un'inclinazione massima di 6°. A seconda, pertanto, che s'impieghi l'una o l'altra di dette linee, varia la distanza alla quale si deve disporre il radiofaro a microonda R'' lungo la bisettrice del fascio principale ad onda ultracorta (2600, 4300 e 5500 m rispettivamente, come è indicato nella fig. 33).

9. - Conclusione.

Per quanto riguarda la navigazione marittima, certamente, allo stato attuale della tecnica, è netta la superiorità del radiogoniometro impiantato a bordo, sulle costose reti di stazioni radiogoniometriche costiere, anche perchè tale apparecchio, destinato a diventare altrettanto familiare al marinaio quanto la bussola, il sestante e gli altri goniometri a riflessione, si è già dimostrato utilissimo per evitare in tempo di nebbia l'abbordo fra bastimenti, o per localizzare e ricercare navi ed idrovolanti rimasti in balia delle onde in seguito a grave sinistro.

Di conseguenza, è pienamente giustificato lo sviluppo che si è dato presso i principali stati marittimi alle reti di radiofari costieri a trasmissione circolare, ed è desiderabile che ogni stato faccia del suo meglio per organizzare l'emissione in gruppi di tre, costituendoli e sistemandoli con i migliori accorgimenti tecnici, in modo che il navigante possa fare su di essi tutto il necessario assegnamento.

Per contro, i radiofari girevoli, se in qualche paese ritornano in

voga per la navigazione aerea, nell'impiego generale marittimo sembrano destinati a tramontare, salvo alcune rare applicazioni in casi del tutto speciali.

Gli stessi radiofari direzionali a settori fissi non hanno avuto nell'impiego marittimo lo sviluppo che si prevedeva, e fra le ragioni per cui si preferirono ad essi i radiofari ad emissione circolare vanno annoverate le seguenti :

a) impossibilità di sistemarli sui battelli-faro, nei quali, invece, l'impianto del radiofaro a trasmissione circolare risulta semplice ed economico ;

b) maggiore potenza di alimentazione richiesta, e, a parità di potenza, portate dei radiofari direzionali di circa 1/5 di quelle ottenibili col sistema a radiazione circolare ;

c) maggiori disturbi agli altri servizi radio, in quanto il radiofaro a settore direttivo deve essere collocato, di necessità, nell'interno del porto, che è ordinariamente un grande centro abitato ;

d) maggiore spesa complessiva d'impianto e di esercizio ;

e) difficoltà di eliminare del tutto le oscillazioni laterali del fascio di direzione, dovute a fenomeni di propagazione o di altro genere ; le quali nell'impiego marittimo rappresentano, anche soltanto per spostamenti laterali intorno a 2°, forti responsabilità per il personale conducente, ammesso che il radiofascio debba indicare una rotta di sicurezza fra bassofondi, o delimitare una zona pericolosa, od assolvere altri cómpiti analoghi.

Pur tuttavia, presso il servizio dei fari francesi vi è la tendenza a costituire radiofari di questo tipo (*radioalignements*), soltanto però entro la gamma d'onda compresa fra 100 e 200 metri.

Gli inconvenienti ora accennati non sembrano avere grande importanza nella navigazione aerea, data la maggior libertà di spostamento laterale concessa all'aeroplano, anche nelle immediate vicinanze del porto di atterraggio.

In sostanza, radiogoniometri a bordo e radiofari a emissione circolare a terra costituiscono ormai la direttiva quasi unica da seguire in materia di radiosegnalamento marittimo ; anche se non si esclude la possibilità di installare in qualche caso radiofari direzionali costieri, possibilmente del tipo ad onda ultracorta, risultando questi ultimi poco disturbanti e meno soggetti ai fenomeni di affievolimento ed alle altre cause di errori dovuti alla propagazione (2).

Nell'impiego aereo, invece, esiste ancora una certa perplessità, se si debba basare la radioguida in prevalenza sull'organizzazione radiogoniometrica (impianti a bordo ed a terra, a seconda delle circostanze), oppure sull'organizzazione dei radiofari, sul tipo di quella americana.

Si può ad ogni modo affermare, con qualche sicurezza, che la scelta del sistema di radioguida da adottare debba variare a seconda

(2) Promettenti risultati sono da attendersi dai radiofari a microonda testè sperimentati da G. Marconi.

degli itinerari. Così, l'uso del radiogoniometro di bordo sembra consigliabile per i velivoli ad itinerario variabile, per i grandi apparecchi che dispongono di operatore qualificato e di impianto radioelettrico molto elaborato e sono destinati a lunghi voli, od a percorsi marittimi e coloniali, lungo i quali difetta l'organizzazione radioelettrica terrestre. Per contro, il segnalamento a radiofari direzionali, fissi o girevoli, disposti isolatamente o riuniti secondo un piano d'insieme, appare preferibile lungo itinerari abituali e molto frequentati, e per guidare i velivoli verso gli aerodromi.

Di più, sembra che soltanto l'uso di appositi radiofari, ad onde ultracorte o di altro genere, possa risolvere il problema della così detta « radioguida verticale » o dell'atterraggio cieco; al quale tutte le aviazioni civili e militari dedicano oggi la loro attenzione, non solo per le necessità del volo notturno od in caso di nebbia, ma specialmente per essere pronte alle contingenze del tempo di guerra, quando l'aviatore non può fare assegnamento sicuro sui mezzi di illuminazione e di segnalamento luminoso delle proprie basi.

QUINTO CONGRESSO DELL'UNIONE RADIO SCIENTIFICA INTERNAZIONALE (U. R. S. I.)

Nel quinto congresso dell'U.R.S.I., che ha avuto luogo a Londra nel settembre 1934, sono state trattate questioni concernenti in particolar modo le misure di frequenza e di campo, la propagazione delle onde elettromagnetiche, gli atmosferici, le microonde e le oscillazioni elettroniche. La rassegna delle conclusioni e delle proposte dei singoli sottocomitati fornisce un quadro schematico dello stato attuale delle conoscenze circa i vari argomenti.

1. — Il quinto convegno dell'Unione Radio Scientifica Internazionale si è svolto a Londra dall'11 al 20 settembre.

Le cinque commissioni dell'U.R.S.I., data l'assenza del presidente della IV commissione (« Coordinamento ») A. E. Kennelly, sono state ridotte a quattro: « Misure e campioni », presieduta da E. H. Rayner (Inghilterra); « Propagazione delle onde elettromagnetiche », presieduta da J. H. Dellinger (S. U. A.); « Atmosferici », presieduta da E. V. Appleton (Inghilterra); « Radiofisica » e « Coordinamento », presieduta da B. van der Pol (Olanda).

2. — Le deliberazioni di carattere generale di maggiore importanza, prese dall'assemblea, si possono riassumere nei punti seguenti.

a) In seguito alla modifica degli statuti del Consiglio Internazionale delle Unioni Scientifiche sono state invitate la Germania e l'U.R.S.S. ad entrare a far parte dell'U.R.S.I. L'invito è stato accolto da ambedue le nazioni e la Germania è stata rappresentata al congresso da K. W. Wagner. La U.R.S.S., pur avendo aderito, non si è fatta rappresentare, ma ha inviato contributi ai lavori dei vari comitati. E' stato creato anche un Comitato nazionale del Marocco, che doveva essere rappresentato da C. Gutton, il quale però non è potuto intervenire. La delegazione italiana era costituita da T. Gorio, A. Marino, C. Matteini, L. Sacco.

b) Numerosi comitati nazionali non hanno pagato le loro quote degli ultimi anni. Non è stato pubblicamente comunicato il nome degli stati non in regola con i pagamenti, ma sono stati invitati i vari rappresentanti ad insistere presso i rispettivi comitati, perchè sia regolarizzata la parte finanziaria.

c) Sono state introdotte lievi modifiche allo statuto, fra le quali le più importanti sono: che le assemblee generali non potranno aver luogo con intervallo minore di due anni; che il presidente generale durerà in carica da un'assemblea all'altra e non sarà immediatamente rieleggibile.

d) Alla carica di presidente generale è stato eletto E. V. Appleton. Sono state inoltre create due cariche di presidente d'onore assegnandole ad A. E. Kennelly e W. H. Eccles.

e) Il segretario generale ha raccomandato vivamente che i vari comitati nazionali comunichino al più presto la loro esatta composizione, suddivisa nelle cinque commissioni permanenti dell'U.R.S.I.

3. — Per facilitare i lavori delle quattro commissioni, ciascuna di esse è stata divisa in sottocomitati:

COMMISSIONE I	1) Misure di frequenza e campioni	(Rayner)
	2) Misure di campo	(Smith-Rose)
COMMISSIONE II	1) Misure della ionosfera	(Appleton)
	2) Azione delle macchie solari	(Heising)
	3) Interazione delle radioonde	(van der Pol)
	4) Eclissi	(Chapman)
COMMISSIONE III	1) Origine degli atmosferici	(Norinder)
	2) Propagazione degli atmosferici	(Watson Watt)
	3) Misure sugli atmosferici	(Bureau)
	4) Anno polare	(Appleton)
COMITATO DI COORDINAMENTO (1)	Teoria della propagazione nella ionosfera	(Eckersley)
COMMISSIONE V	1) Studio dell'alta atmosfera	(Mesny)
	2) Onde ultracorte	(Wagner)
	3) Teoria delle oscillazioni	(van der Pol).

I lavori di I. Ranzi sulle « misure dell'altezza dello strato Heaviside » e di G. Todesco sugli « effetti di assorbimento prodotti sulle onde hertziane da un gas elettronico » sono stati presentati in riassunto, rispettivamente al sottocomitato 1 della commissione II e al sottocomitato 1 della commissione V.

Sulla partecipazione dell'Italia alle misure di frequenza organizzate dal « Physical National Laboratory » e sugli esperimenti compiuti in Italia in materia di microonde e della loro propagazione, è stato riferito rispettivamente nel sottocomitato 1 della commissione I e nel sottocomitato 2 della commissione V.

4. — Le conclusioni approvate nelle sedute plenarie delle varie commissioni sono state le seguenti:

COMMISSIONE I. — Il sottocomitato 1 ha deciso:

a) di continuare la ricerca di metodi per ottenere oscillazioni di frequenza la più stabile possibile e studiare, d'accordo con altri rami della scienza, quali l'astronomia e la geodesia, altre possibili applicazioni dei sistemi usati finora per soli scopi radiotecnici;

b) di continuare il confronto fra i campioni di frequenza dei vari laboratori, a mezzo di misure delle frequenze di modulazione e delle frequenze portanti;

(1) Comitato di coordinamento fra le commissioni II e V.

c) di continuare lo studio della fisica delle radiotrasmissioni a mezzo di misure, eseguite dai laboratori delle varie nazioni, su due o più onde portanti, modulate simultaneamente per mezzo della stessa sorgente di modulazione;

d) di far eseguire confronti internazionali fra i metodi e gli strumenti usati per la misura delle intensità di correnti ad alta frequenza.

Il sottocomitato 2 raccomanda:

a) di continuare lo studio dei metodi di misura delle intensità di campo alle radiofrequenze, e di proporre ai vari laboratori scientifici la scelta di apparati normali di misura delle intensità di campo, in modo da rendere possibili confronti fra loro;

b) di adottare, negli apparati normali di misura delle intensità di campo, i seguenti limiti e le seguenti precisazioni:

Lunghezza d'onda m	Frequenza kHz	Campo minimo μV/m	Precisione al campo minimo	Campo massimo μV/m	Precisione al campo massimo
sopra 2000	sotto 150	1,0	± 5%	10^6	± 1%
2000-200	150-1500	1,0	± 5%	$2 \cdot 10^6$	± 1%
200-60	1500-5000	1,0	± 5%	10^5	± 5%
60-10	5000-30000	0,1	±20%	10^5	± 5%
sotto 10	sopra 30000	10	±20%	10^5	±10%

c) di usare negli apparati normali un'antenna a telaio per le onde di lunghezza maggiore di 15 m ed un dipolo, capace di essere orientato, per le onde di lunghezza minore;

d) di continuare lo studio dell'altezza efficace e della lunghezza delle antenne aperte e dei dipoli: 1°, perchè le conoscenze attuali sono insufficienti riguardo all'influenza di vari fattori, come struttura, dimensioni, altezza sul suolo, sistemi di accoppiamento fra il ricevitore e l'antenna o il dipolo; 2°, perchè talune anomalie nei risultati delle misure di campo, eseguite con antenne aperte su onde medie e lunghe, sono certamente da attribuire alla imperfetta conoscenza dell'altezza efficace di tali antenne.

COMMISSIONE II. — Il sottocomitato 1 ha adottato le seguenti definizioni:

a) *Ionosfera* è la parte dell'alta atmosfera, che è sede di una ionizzazione sufficiente a influenzare la propagazione delle onde elettromagnetiche.

b) Insieme con la parola ionosfera deve essere usata la parola *regione* e non *strato*.

c) Il termine *ritardo di gruppo* definisce il tempo impiegato da un impulso di segnale sia per andare, sia per tornare dalla ionosfera.

d) La *distanza virtuale* o *equivalente* è dedotta dal prodotto del ritardo per la velocità della luce.

e) Vengono proposti i seguenti simboli :

P per il percorso ottico
F' » il percorso virtuale o equivalente
f » la frequenza.

f) Per le misure internazionali sulla ionosfera viene adottata la frequenza di 3 megahertz e viene dato mandato ai delegati di insistere presso le rispettive amministrazioni, perchè tale frequenza sia riservata a queste misure.

g) Per l'indicazione delle frequenze critiche, relative alle varie regioni della ionosfera, sono stati adottati i simboli seguenti : fE_1, fE_2, fF_1, fF_2, e così via. Le frequenze critiche dei raggi ordinari devono essere contraddistinte nel modo seguente : f^oE_1, f^xE_1, e così via.

h) Il sottocomitato raccomanda infine di istituire un comitato permanente incaricato di : 1°, tenere un elenco delle nazioni che lavorano in questo campo ; 2°, istituire programmi per i giorni nazionali ; 3°, comunicare tutte le osservazioni inerenti a eclissi, tempeste magnetiche, disturbi magnetici e simili ; 4°, provvedere allo scambio delle notizie inerenti ai risultati di studi di anormalità ; 5°, raccogliere elementi sul comportamento dei radiocollegamenti commerciali in relazione ai dati ionosferici ; 6°, riferire alla prossima assemblea generale.

Il sottocomitato 2 raccomanda :

a) di continuare gli studi per stabilire una correlazione fra i fenomeni solari e le radiotrasmissioni ;

b) di istituire presso ogni comitato nazionale un sottocomitato sulla propagazione, incaricato di verificare fino a qual punto le deduzioni già note trovino corrispondenza nella pratica.

Il sottocomitato 3 ha nominato una commissione costituita da Picault, Kirke e Eckersley, incaricata di eseguire una serie di esperimenti di carattere internazionale per studiare l'interazione fra le radioonde. I risultati dovranno essere rimessi a van der Pol, incaricato di studiarli e coordinarli.

Il sottocomitato 4 fa voti :

a) che siano preparate tempestivamente, per le eclissi future, le carte dei percorsi ottici e crepuscolari e che, nelle osservazioni, l'attenzione sia rivolta alla regione F_2;

b) che il comitato permanente per le misure della ionosfera organizzi speciali misure durante le eclissi e svolga opera presso le amministrazioni dei vari stati, perchè contribuiscano a finanziare questi lavori.

COMMISSIONE III. — Il sottocomitato 1 :

a) ritiene che una completa conoscenza della struttura degli atmosferici, originati dai temporali e da altre sorgenti, sia della massima importanza per la loro interpretazione fisica e che, per l'identificazione della natura degli atmosferici, sia molto importante lo studio del fenomeno fisico delle scariche temporalesche con metodi diversi da quelli radioelettrici ;

b) raccomanda di intensificare la registrazione ottica e fotografica dei lampi, in modo da fornire una base precisa per lo studio dei fulmini quali sorgenti di atmosferici, e di eseguire inoltre contemporaneamente osservazioni delle variazioni del campo elettrico ;

c) ritiene utile che i vari osservatorii magnetici di tutto il mondo contribuiscano alle ricerche statistiche sui temporali a mezzo di opportune registrazioni degli effetti magnetici dei fulmini ;

d) ritiene che convenga svolgere ulteriori ricerche sui disturbi elettrici di origine apparentemente extraterrestre e che le osservazioni siano svolte su una larga gamma di frequenze e particolarmente sulle più alte, con osservatorii posti in ambedue gli emisferi.

Il sottocomitato 2 fa voti che siano istituite stazioni di osservazione degli atmosferici nel Sud Africa e nel Sud America, regioni che sono ritenute di speciale importanza.

Il sottocomitato 3 :

a) stabilisce che le misure sugli atmosferici vengano eseguite alle frequenze di 12, 24, 27, 60, 90, 300, 1500, 7500 e 20.000 kHz ;

b) propone che sia creato un comitato permanente incaricato di raccogliere tutte le osservazioni sugli atmosferici, in modo da poter determinare il numero medio dei disturbi elettrici in tutte le regioni del globo.

Il sottocomitato 4, considerati i risultati ottenuti con la determinazione dei rilevamenti dei disturbi con il metodo del settore limitato (che rappresenta uno dei mezzi più rapidi per aumentare le nostre conoscenze intorno alle principali sorgenti di atmosferici) raccomanda :

a) di continuare le osservazioni e di impiantare possibilmente nuove stazioni, effettuando i rilievi sulla frequenza di 27 kHz ;

b) di sviluppare la registrazione dei rilevamenti a mezzo dell'oscillografo catodico ;

c) di impiantare nuove stazioni in Germania, Svezia, Africa e Nord America ;

d) di organizzare la determinazione simultanea dei rilevamenti da più stazioni.

COMMISSIONE V. — La commissione :

a) ritiene che non sia ancora completamente chiarito l'intimo meccanismo della produzione delle microonde a mezzo di oscillatori elettronici (oscillazioni di Barkhausen e Kurz, di Pierret ed altri), propone ai vari comitati nazionali di far sviluppare le ricerche in questo senso e dà incarico a Wagner e Mesny di preparare una relazione sull'argomento per il prossimo congresso U.R.S.I. ;

b) propone di intensificare lo studio della propagazione delle onde di lunghezza minore di 10 metri, anche per determinare quale influenza abbiano su di esse le condizioni fisiche dell'atmosfera;

c) ritiene che convenga svolgere nuovi studi e ricerche sperimentali sui moti browniani degli elettroni nei conduttori e sullo « shot-effect » nei tubi elettronici, e dà incarico a Llewellyn, Moullin e van der Pol di preparare una relazione su tale argomento, per il prossimo congresso;

d) propone di sviluppare lo studio della teoria delle oscillazioni non lineari e incarica van der Pol di coordinare tali studi e di preparare una relazione;

e) decide di continuare in unione con la commissione II le ricerche sulla teoria della propagazione e dell'assorbimento delle onde nell'atmosfera e sulla determinazione delle condizioni, in cui la propagazione segue le leggi dell'ottica geometrica, e di quelle in cui può essere applicata la teoria generale della propagazione; incarica Eckersley e Manneback di coordinare gli studi al riguardo e di preparare un rapporto.

5. — Durante il congresso, a cura del comitato di ricevimento, sono state organizzate alcune interessanti visite tecniche.

Del « National Physical Laboratory » è stato visitato il reparto per lo studio della propagazione delle onde elettromagnetiche, che si è sistemato nella stazione radioelettrica sperimentale di Slough. Vi sono apparati automatici per la registrazione degli echi della ionosfera e le esperienze vengono eseguite sulla gamma di frequenza da 2,5 a 5 megahertz. Il trasmettitore ed il ricevitore funzionano automaticamente e danno luogo a registrazioni della durata di 1 minuto ogni mezz'ora. In via semiautomatica gli apparati permettono anche l'esecuzione di misure sulle frequenze comprese fra 1,5 e 8 megahertz. Nello stesso reparto vengono misurati gli angoli di arrivo (nel piano verticale) delle onde corte usate per le comunicazioni transatlantiche.

Per lo studio degli atmosferici sono altresì impiantati a Slough apparecchi per la registrazione fotografica, a mezzo dell'oscillografo catodico, della forma di onda di essi e per la determinazione visuale e fotografica della loro direzione di provenienza.

Negli stessi laboratori di Slough sono stati infine mostrati ai congressisti alcuni interessanti apparecchi ausiliari per la navigazione: 1°, un radiogoniometro a lettura diretta, che dà il rilevamento di una nave che trasmette, in modo da averne con continuità il rilevamento e da evitare così il pericolo di collisioni; 2°, un indicatore automatico, che rivela gli spostamenti della propria nave rispetto ad una rotta definita da un radiofaro; 3°, un apparecchio in cui l'oscillografo catodico è usato come bussola magnetica, con dispositivi atti a segnalare lo spostamento, anche di pochi primi, da una rotta prestabilita.

Il « National Physical Laboratory » ha inoltre, nella sua sede principale di Teddington, un laboratorio, dotato di apparecchi di altissima precisione, per la misura delle frequenze, un laboratorio per ricerche sul comportamento dei materiali e per misure ad alta fre-

quenza, e tutta una serie di altri reparti destinati a ricerche nel campo dell'elettrotecnica, elettroacustica, fisica generale, meccanica, ingegneria navale (vasca Froude) e aeronautica (galleria aerodinamica), metallurgia e via dicendo. Si può dire che lo studio di tutti i rami della fisica applicata e dell'ingegneria è accentrato in questo istituto, con grandi vantaggi di economia e di efficienza.

Il N. P. L. dipende dal governo e svolge opera di consulenza e di ricerca per tutte le amministrazioni, comprese quelle militari, oltre che per l'industria. Per ogni ricerca eseguita per conto di terzi sono stabiliti speciali contributi, i quali, unitamente all'assegno governativo, forniscono al laboratorio i mezzi per il suo funzionamento.

Nella visita alla stazione di Rugby (stazione trasmittente radiotelefonica del « Post Office ») il maggiore interesse è stato destato da un triodo smontabile della potenza di 500 kW, sottoposto all'azione permanente di una pompa per il vuoto, per la quale, utilizzandosi i vapori di uno speciale olio dotato di velocità di evaporazione molto bassa alle temperature ordinarie, non è necessario l'impiego delle trappole ad aria liquida, richieste invece dalle pompe a vapori di mercurio.

Altre visite sono state compiute alla « Broadcasting House » di Londra, alla stazione radiotelefonica ricevente del « Post Office » a Baldock ed ai laboratori dell'università di Cambridge, in particolare al « Cavendish Laboratory ».

6. — Per quanto riguarda le materie trattate, il congresso ha toccato punti di molto interesse per lo sviluppo delle radiocomunicazioni. Le imperfette conoscenze, che si hanno sugli atmosferici, non possono essere migliorate, se non basandosi su una serie continua di ricerche e di misure; ed è particolarmente nel campo degli studi e delle esperienze riguardanti la ionosfera, che la collaborazione internazionale appare più utile ed efficace.

L'Inghilterra, gli Stati Uniti d'America, e l'Olanda sono stati i paesi che hanno portato i maggiori contributi al congresso ed è altresì da rilevare che la Francia ha organizzato una spedizione in Groenlandia, per contribuire alla serie di ricerche organizzate in occasione dell'anno polare e per studiare i fenomeni della ionosfera in quelle regioni.

In seguito a mandato ricevuto dal R. Governo, la delegazione italiana ha invitato la U.R.S.I. a tenere il prossimo congresso a Roma e l'invito è stato accolto con il massimo entusiasmo. E' da augurarsi che in tale occasione il nostro paese possa accrescere prestigio e valore alla sua ospitalità con un notevole contributo scientifico, a simiglianza di quanto ha fatto l'Inghilterra in occasione dell'assemblea di Londra. E' in particolare da augurarsi che le amministrazioni e gli altri enti pubblici e privati siano fin d'ora chiamati a collaborare, sotto la guida del Consiglio Nazionale delle Ricerche, a un piano di lavori teorico-sperimentali sui temi proposti dall'U.R.S.I. e eventualmente su altri argomenti scientifici interessanti la radio.

C. M.

TERZA RIUNIONE DEL COMITATO CONSULTIVO INTERNAZIONALE DELLE RADIOCOMUNICAZIONI (C. C. I. R.)

Si riassumono i pareri emessi dal C.C.I.R. sui principali argomenti trattati nella III Riunione, che il Comitato ha tenuto a Lisbona nel settembre-ottobre scorso, e si riportano le nuove questioni messe allo studio per essere presentate alla IV Riunione.

Il C.C.I.R. ha il còmpito di emettere il proprio parere sulle questioni sottoposte al suo esame dalle Conferenze Internazionali di Radiotelegrafia o dai suoi stessi membri. I pareri emessi, pur non avendo valore legislativo, costituiscono tuttavia il materiale di preparazione per le Conferenze ora ricordate e tracciano in tal modo alla tecnica una via da seguire nei vari campi riguardanti le radiocomunicazioni.

La III Riunione del C.C.I.R., che si è tenuta a Lisbona nel periodo dal 22 settembre al 10 ottobre 1934 con la partecipazione dei tecnici di venticinque stati, di numerose imprese private e di altri organismi internazionali, ha preso in esame un rilevante numero di argomenti. Il testo completo dei « pareri » emessi dal C.C.I.R. e quello delle memorie presentate dalle varie nazioni, che avevano partecipato, prima della riunione, allo studio dei singoli quesiti, costituiscono una larga documentazione degli argomenti trattati, di cui è fatto qui un breve riassunto, limitatamente a quelli più importanti.

Selettività e stabilità dei ricevitori. — Lo studio di questo argomento è stato preparato attraverso un rilevante numero di memorie presentate da varie delegazioni e ha dato luogo ad una discussione assai ampia e laboriosa. Il « parere » emesso dà una definizione, qualitativa e generica, di ciò che si deve intendere per selettività e per stabilità; specifica che, nel riportare i risultati di misure di selettività, occorre sempre indicare il metodo seguito nelle misure ed il valore delle grandezze caratteristiche (tensione d'entrata, tensione d'uscita, profondità e frequenza di modulazione) impiegate; consiglia che la selettività sia sempre espressa dai risultati ottenuti mediante due metodi di misura, uno a segnale unico, l'altro a due segnali (segnale da ricevere, segnale disturbatore); e che, se si vuole impiegare una sola misura, è preferibile l'uso di un metodo a due segnali, poichè questi sono i più adatti a riprodurre le varie condizioni di funzionamento di un ricevitore.

Questo « parere » è stato emesso nell'intento di non imporre un metodo di misura a preferenza di altri, e ciò allo scopo di non limitare, ed anzi piuttosto di incoraggiare lo sviluppo di nuovi metodi, adatti a meglio precisare e rilevare le qualità dei ricevitori.

La questione è pertanto da considerarsi non ancora risolta e lo studio e le ricerche intorno alla determinazione delle caratteristiche dei ricevitori costituiscono quindi un argomento di vivo interesse, del quale occorre continuare lo studio.

Le definizioni di selettività e di stabilità proposte dal C.C.I.R. sono le seguenti :

La selettività è l'attitudine di un ricevitore a ricevere un determinato segnale, escludendo le emissioni su altre frequenze.

La stabilità di un ricevitore è l'attitudine a fornire, durante un certo tempo, un effetto utile costante, sotto l'azione d'un segnale di caratteristiche costanti, qualunque siano le condizioni di impiego, nei limiti normalmente previsti per l'utilizzazione dell'apparecchio.

Studi per stabilire un conveniente sistema di emissione di onde campionate da usare per la verifica degli ondametri. — E' universalmente riconosciuta l'utilità di assicurare un conveniente servizio di emissione di onde campionate per la verifica dei frequenziometri delle stazioni e dei campioni di frequenza dei vari laboratori, utilità già sperimentata da diverse nazioni attraverso i particolari servizi da esse organizzati a tale scopo. Il Comitato, tenuto conto di ciò, ha potuto emettere su questo argomento un « parere » contenente i suggerimenti necessari per l'estensione del servizio a tutto il mondo.

In base alle proposte avanzate dalle varie nazioni si è riconosciuto opportuno di utilizzare, per l'emissione di onde campionate, stazioni già esistenti. Ciò è possibile, perchè la necessità di contenere le variazioni della frequenza entro limiti assai piccoli, imposta dalle condizioni del moderno traffico radiotelegrafico, ha fatto sì che molte stazioni restino entro i limiti della frequenza loro assegnata con una precisione notevolmente superiore a quella imposta dalle tolleranze internazionali.

Le varie amministrazioni dovrebbero pertanto incoraggiare ulteriormente questa tendenza, al fine di poter disporre di stazioni atte ad eseguire emissioni campionate. Nelle gamme in cui queste stazioni non potessero essere utilizzate, le amministrazioni dovrebbero organizzare emissioni supplementari, aventi una precisione non inferiore ad 1/20.000, particolarmente destinate alla verifica degli ondametri in queste gamme.

E' stato inoltre proposto l'impianto, in ciascuna zona continentale, di una stazione atta ad eseguire emissioni di altissima precisione, per esempio dell'ordine di 1/1.000.000 od oltre, su frequenze multiple di 1000 kHz, comprese nella gamma 5000-25.000 kHz.

Tutti i dati, infine, riguardanti le emissioni di onde campionate, dovrebbero essere pubblicati dal « Bureau » di Berna nella nomenclatura delle stazioni che effettuano servizi speciali.

Limiti di tolleranza ammissibili per l'intensità delle armoniche. Studio delle armoniche dei diversi trasmettitori e della loro azione sui ricevitori dei diversi servizi. — Il « parere » emesso dal C.C.I.R. su questo argomento dà, per ogni trasmettitore di nuova installazione, come intensità massima tollerabile di un'armonica qualunque di frequenza inferiore a 3000 kHz, quella che, a 5 km di distanza dall'an-

tenna emittente, produce un campo inferiore a 300 μV m. Ciò equivale, press'a poco, a dire che, in ogni nuovo trasmettitore, la potenza d'antenna corrispondente ad ogni armonica non deve superare 0,025 W.

L'applicazione di questo criterio può esser fatta con qualche larghezza nei riguardi di quelle stazioni che, per la loro ubicazione, o per le frequenze che utilizzano, non sono suscettibili di creare disturbi dovuti alle armoniche.

Per le stazioni mobili, nelle quali, oltre che ragioni economiche, interverrebbero anche ragioni di ingombro e di peso ad ostacolare l'applicazione del criterio suesposto, è solamente consigliato di avvicinarsi quanto più è possibile alle condizioni ora citate.

Per le armoniche di frequenza superiore a 3000 kHz non è possibile, attualmente, imporre valori numerici limiti per mancanza di dati sufficienti; ma anche per queste è, ovviamente, consigliabile di fare il possibile per cercare di raggiungere condizioni equivalenti a quelle indicate per le armoniche di frequenza inferiore.

Emissioni telegrafiche modulate. — E' stato proposto di assegnare alla banda di modulazione delle emissioni telegrafiche modulate, il valore di $\pm$ 1500 Hz. Questo valore, abbastanza ristretto, impone modifiche a quanto viene ora da molti praticato; ma è logico pensare che, nelle condizioni attuali, cioè tre anni prima della prossima Conferenza Internazionale (che si terrà al Cairo), si può, entro certi limiti, fare astrazione dalle considerazioni economiche per indicare le direttive, secondo le quali dovrà svilupparsi la tecnica in un avvenire prossimo, ma non immediato.

Il valore della frequenza di modulazione non è stato fissato, in quanto la scelta di questa frequenza deve essere lasciata libera, per ottenere, secondo l'ora della trasmissione e la lunghezza d'onda impiegata, i migliori risultati per ciò che concerne la riduzione della evanescenza selettiva (*selective fading*). La scelta sarà fatta perciò volta per volta secondo il metodo di modulazione impiegato, tenendo conto della profondità di modulazione, della frequenza di modulazione e delle altre circostanze suscettibili di produrre frequenze parassite e di allargare la banda oltre il limite ammesso.

E' consigliato, inoltre, di non impiegare le onde modulate, se non quando non sono applicabili altri metodi più adatti a facilitare la ricezione ed a ridurre le evanescenze senza influenzare la banda di trasmissione. Le emissioni modulate destinate alle chiamate di soccorso, d'urgenza e di sicurezza, possono essere fatte senza tenere alcun conto dei limiti della larghezza della banda.

Studio dei mezzi economici e tecnici che consentono ad una stazione mobile di trasmettere il più esattamente possibile sulla frequenza di una stazione terrestre qualunque, con la quale essa desidera corrispondere. — Anche su questo punto, come per altri, il C.C.I.R. non ha emesso un « parere » tassativo per non vincolare le iniziative delle singole amministrazioni ad una direttiva unica, che potrebbe non soddisfare alle loro particolari esigenze tecniche ed economiche. D'altra parte, nei riguardi della regolazione della frequenza per le sta-

zioni mobili e della qualità in genere delle emissioni di queste stazioni, il R.G.M. (Regolamento Generale di Madrid) già fornisce le necessarie disposizioni alle quali è tecnicamente possibile soddisfare.

Il C.C.I.R. si è limitato perciò a consigliare l'applicazione di tutti quei mezzi, per il miglioramento della qualità dei servizi mobili, che sono forniti, in maniera sempre più conciliabile con le esigenze economiche, dai continui progressi della tecnica.

Radiotelefonia fra navi di piccolo tonnellaggio e stazioni costiere. — La grande diffusione che hanno avuto, presso molte nazioni, i servizi marittimi disimpegnati da navi di piccolo tonnellaggio, quali le piccole navi da pesca, i battelli per il servizio dei porti, i battelli piloti, le navi di salvataggio, e simili, e l'utilità che la radio, applicata anche a queste navi, offre nei riguardi dello svolgimento dei servizi stessi e della sicurezza delle navi, hanno richiesto lo studio di norme atte a disciplinare il traffico radiotelegrafico che ne deriva.

L'applicazione della radio a questo tipo di navi richiede l'uso di apparati radiotelefonici di funzionamento e di installazione semplici, tali che possano essere adoperati da un membro dell'equipaggio munito del solo brevetto di radiotelefonista.

Per quanto i servizi svolti con navi di piccolo tonnellaggio siano essenzialmente regionali, tuttavia il traffico radiotelegrafico relativo ad essi non può praticamente svolgersi in maniera esente da perturbazioni, senza l'applicazione di norme internazionali. Allo scopo di facilitare la compilazione di una opportuna regolamentazione, il C.C.I.R. ha compilato raccomandazioni particolareggiate per l'installazione degli apparati riceventi e trasmittenti destinati a questo servizio.

La gamma di frequenze deve essere quella fra 1530 e 3500 kHz (196,1 - 85,71 m). L'impiego di tali onde è in accordo con le disposizioni del R. G. M.; l'esperienza finora acquisita mostra inoltre, che le onde comprese in questa gamma sono adatte allo scopo, perchè assicurano in mare portate sufficienti con trasmettitori di potenza minima.

Tutti gli apparati di bordo (trasmettitori e ricevitori) debbono essere adatti a funzionare con sicurezza, anche quando siano sottoposti al duro trattamento inerente alla loro sistemazione. La costruzione deve essere perciò particolarmente robusta, ed il funzionamento semplice e agevole anche per operatori non specializzati. Le frequenze da usare nel trasmettitore debbono essere preventivamente determinate ed il passaggio dall'una all'altra deve essere possibile con la manovra di un unico commutatore, allo scopo di evitare che nel corso di un viaggio l'operatore possa alterare, per effetto di false manovre, i valori delle frequenze prestabilite. La potenza dell'onda portante del trasmettitore deve essere limitata, in relazione con le condizioni del servizio da compiere. I ricevitori debbono essere di alta qualità ed elevata selettività: quest'ultima deve consentire, almeno, di separare agevolmente due emissioni modulate dalla parola, di cui le intensità di campo dell'onda portante siano uguali e le cui frequenze differiscano di 10 kHz. La gamma d'onda dei ricevitori

conviene sia estesa fra 1500 e 3500 kHz (200-85,71 m) salvo il caso di servizi speciali (ricezione di bollettini, informazioni metereologiche, e simili) per i quali si potranno scegliere altri limiti.

Le stazioni di emissione e di ricezione terrestri debbono essere installate il più vicino possibile alla costa. Nei riguardi della potenza dei trasmettitori e della stabilità, è necessario imporre esigenze più severe che per i trasmettitori di bordo. In generale è sufficiente una potenza dell'onda portante nell'antenna di 100-500 W; la tolleranza ammessa nella frequenza di emissione, in conformità col R.G.M., è di 0,04 % nella gamma 1500-6000 kHz.

Nelle raccomandazioni del C.C.I.R. su questo argomento sono infine comprese quelle riguardanti l'attribuzione delle bande di frequenze. Dato il carattere nazionale dei servizi di cui si tratta, è possibile attribuire ad essi una medesima onda per diversi paesi, poichè, facendo uso di apparati adatti, non vi possono essere interferenze; specialmente se si ha cura di evitare l'utilizzazione della stessa onda in regioni vicine.

Non si debbono utilizzare onde di lavoro nella banda 1630-1670 kHz (184-179,6 m), perchè l'onda generale di chiamata e di soccorso riservata internazionalmente alle piccole navi, munite di sola installazione radiotelefonica, è di 1650 kHz (182 m).

Trasmettitori ad arco. — In vista dei disturbi dati dai trasmettitori ad arco a causa delle armoniche e del soffio continuo percepibile in prossimità del trasmettitore in una gamma di frequenze spesso assai estesa, in vista anche della difficoltà, allo stato attuale della tecnica, di dare alle emissioni ad arco la stabilità di frequenza prescritta dal R.G.M., il C.C.I.R. raccomanda alle amministrazioni di non installare nuovi trasmettitori ad arco (a meno che non soddisfino alle volute condizioni di stabilità e di emissione di armoniche, previste dal R.G.M.), e di predisporre, in un intervallo di tempo quanto più breve è possibile, l'abolizione delle emissioni ad arco (escluse quelle fatte in casi eccezionali per scopi scientifici speciali, in cui l'arco non possa essere sostituito da altro tipo di trasmettitore).

Studio delle curve di propagazione delle onde. — Il materiale che si rileva dalla documentazione presentata alla Riunione su questo argomento, pur essendo ricco, abbondante e pieno di interesse, non offre, specialmente per quanto riguarda le osservazioni sulla propagazione di notte, risultati tali da permettere di stabilire curve di propagazione *definitive*. Il C.C.I.R. ha però ritenuto utile di dare un insieme di indicazioni, più che possibile verosimili, sull'ordine di grandezza dei fenomeni di propagazione, adottando in via *provvisoria* le curve qui riportate in fig. 1, 2, 3, 4, 5, 6. La presentazione di queste curve per quanto riguarda la propagazione diurna è giustificata dal fatto che, dopo la Conferenza di Madrid, la teoria su cui si basano le curve di propagazione diretta, dette « curve di giorno », è stata modificata e corretta in sèguito alla constatata esistenza, anche di giorno, di raggi indiretti. Di questi non era stato tenuto conto nello stabilire le curve di Madrid, ma se ne tenne calcolo nel tracciare le curve fornite alla Conferenza Europea di Lucerna.

Le curve proposte derivano dalle curve di Madrid [1], modificate da Eckersley e da altri tecnici. Esse si riferiscono ad una potenza irradiata di 1 kW con un'antenna avente altezza limitata rispetto alla lunghezza d'onda e diagramma d'irradiazione circolare. Le curve di propagazione diurna delle fig. 1, 2, 3, 4 vanno considerate come curve di propagazione « diretta » fino ad un'intensità di campo di 0,01 mV/m; questa parte di ogni curva è tracciata in tratto pieno.

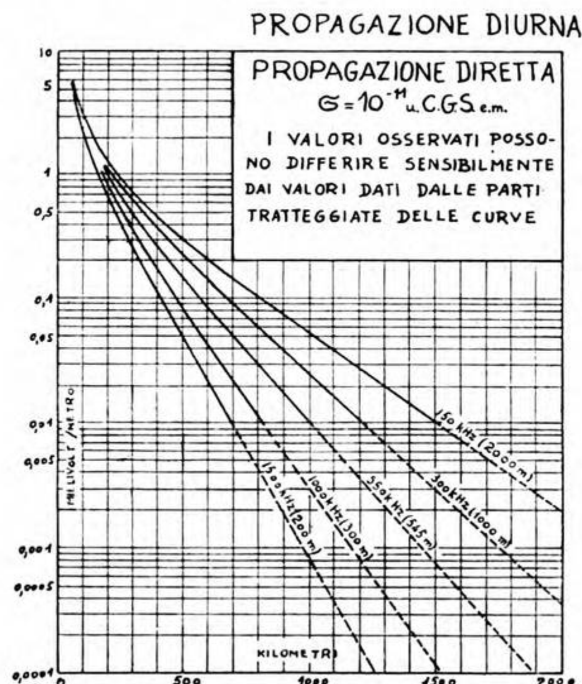


Fig. 1. — Curve di propagazione diurna per $\sigma = 10^{-11}$ u.C.G.S.e.m. (mare).

Per intensità di campo inferiori a 0,01 mV/m, riferite sempre ad 1 kW di potenza irradiata, le curve sono state prolungate con tratti punteggiati; e ciò allo scopo di richiamare l'attenzione sul fatto che, in questi tratti, l'irradiazione indiretta interviene, modificando i risultati indicati, in una maniera che è ancora difficile interpretare e prevedere.

Le curve in fig. 1, 2, 3, 4 si riferiscono a quattro diversi valori della conducibilità media σ del suolo, espressa in unità elettromagnetiche assolute. (Le fig. 1 e 3 corrispondono rispettivamente alla

(1) A. F., 1933, II, p. 84.

propagazione sul mare e su un terreno medio, poco accidentato ed omogeneo).

Nella propagazione notturna il raggio indiretto raggiunge valori assai superiori a quelli che esso assume di giorno in uno stesso punto. L'irradiazione diretta cessa perciò di essere predominante ad una distanza dalla stazione emittente assai più breve. Ciò è indicato nelle curve delle fig. 5 e 6,· il cui tracciato va interpretato allo

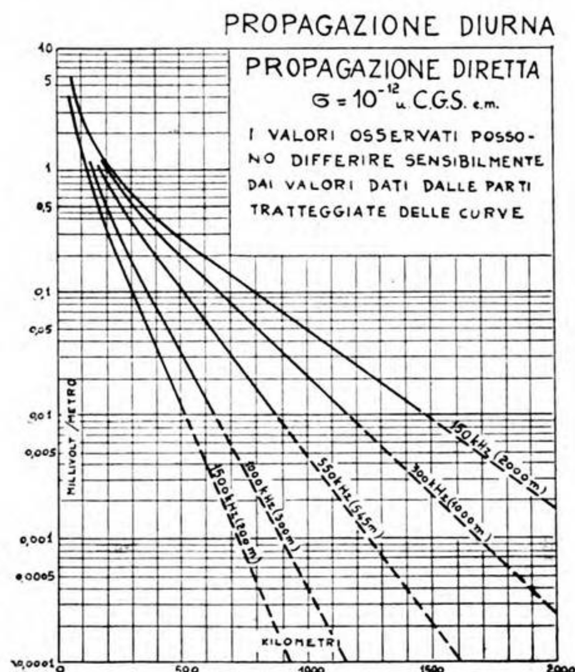


Fig. 2. — Curve di propagazione diurna per $\sigma = 10^{-12}$ u.C.G.S.e.m. (terreno relativamente conduttore).

stesso modo che per le curve di propagazione diurna. Anch'esse risultano, come le precedenti, dalle curve di Madrid e di Lucerna modificate. Come è indicato nelle figure, i valori forniti dalle curve, possono differire notevolmente da quelli osservati. Gli scarti sono di regola compresi fra i rapporti 3/1 e 1/3. Le nozioni di valori « mediano » e « quasi-massimo » del campo sono state introdotte alla Conferenza di Madrid, per tener conto del carattere variabile del campo notturno. Il valore « mediano » (espressione preferibile a quella di « valor medio ») ed il valore « quasi-massimo » sono le grandezze che il valore istantaneo del campo oltrepassa, rispettivamente, durante il 50 % ed il 5 % del tempo.

Le curve di propagazione notturna sono applicabili, allorchè la

notte è completa su tutto il percorso fra il trasmettitore ed il ricevitore.

Il C.C.I.R. ha inoltre segnalato, su questo argomento, i diagrammi di Eckersley come mezzi adatti per apprezzare la qualità del servizio, che può ottenersi da una comunicazione a grande distanza su onde corte. I diagrammi, riportati in fig. 7 e fig. 8, contengono le curve di uguale densità ionica massima nell'ionosfera, espresse

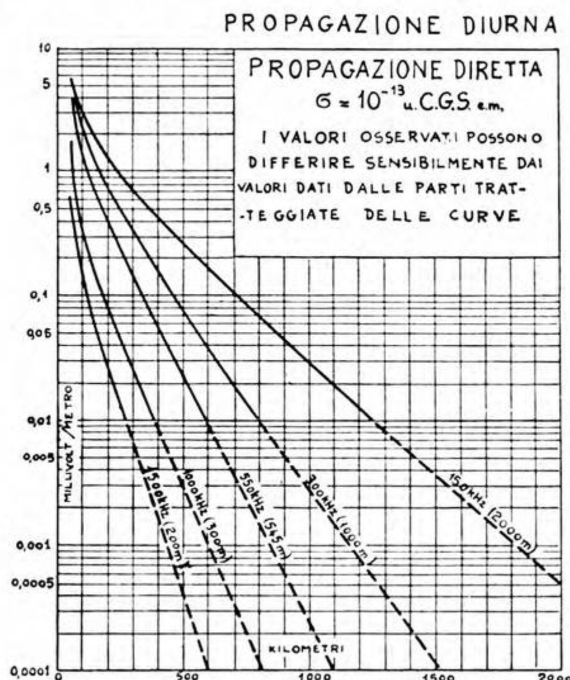


Fig. 3. — Curve di propagazione diurna per $\sigma = 10^{-13}$ u.C.G.S.e.m. (terreno mediamente conduttore).

per mezzo delle lunghezze d'onda limiti equivalenti, indicate a tratto pieno e tracciate su di una carta muta del globo in proiezione di Mercatore. Sovrapponendo il diagramma, tracciato su carta lucida, ad una carta del globo di uguale scala e proiezione, esso rappresenta lo stato della ionosfera vista dal sole e quindi immobile rispetto ad esso. La rotazione della terra viene rappresentata da uno spostamento del diagramma, rispetto alla carta del globo, di tutta la sua lunghezza nelle ventiquattro ore: a tale scopo il bordo del diagramma è diviso in intervalli di due ore. Ciascuna delle curve a tratto pieno porta l'indicazione d'una lunghezza d'onda: la più grande lunghezza d'onda corrispondente alle curve che tagliano un percorso considerato, è la lunghezza d'onda più piccola che può essere utilizzata per una buona trasmissione su quel percorso.

Le linee punteggiate del diagramma servono, con l'ausilio di curve di attenuazione, ad apprezzare l'attenuazione alla quale è soggetta un'onda che attraversa le varie regioni *A*, *A a B*, *B* comprese fra dette linee.

I diagrammi riportati nelle fig. 7 e 8 si riferiscono rispettivamente agli equinozi ed alle stagioni invernale ed estiva.

Questi diagrammi, poichè costituiscono una semplificazione estrema di fenomeni estremamente complessi, vanno impiegati con

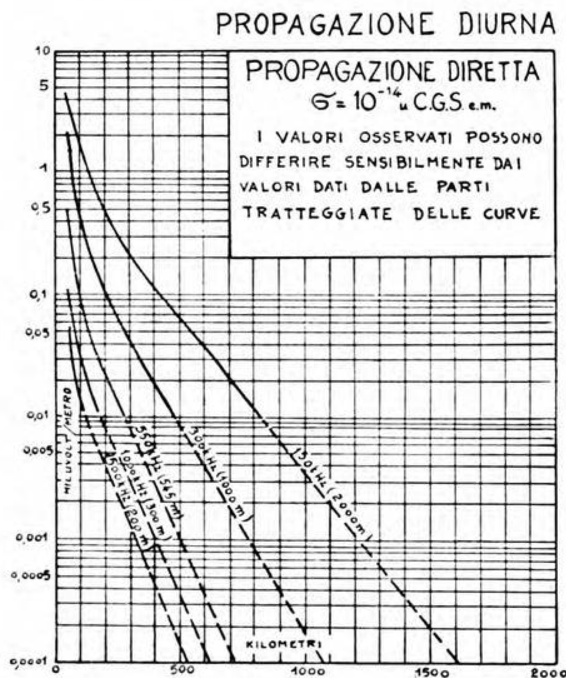


Fig. 4. — Curve di propagazione diurna per $\sigma = 10^{-14}$ u.C.G.S.e.m. (terreno poco conduttore).

molte riserve, che l'autore stesso prospetta. Tuttavia si può pensare che, allo stato attuale delle conoscenze sui fenomeni di propagazione, essi forniscono un quadro utile, anche se approssimativo, delle condizioni nella ionosfera, e riassumono in forma comoda la massa considerevole di dati, teorici e sperimentali, ottenuti negli ultimi anni.

Nel corso della discussione sulle curve delle fig. 1 a 6 è stata prospettata (Italia) l'opportunità di riferire in genere i dati di propagazione non ad 1 kW di potenza irradiata, sì ad un'altra grandezza caratteristica del trasmettitore che potrebbe essere chiamata « forza

cimomotrice » ([2]) o « tensione di irradiazione » o « forza radiomotrice ». Questa quantità è definita dal prodotto $F D$ del campo elettrico F misurato (o calcolato) in mV/m ad una distanza di qualche lunghezza d'onda dal trasmettitore nella direzione considerata, per tale distanza D espressa in km. Il prodotto $F D = E$, risulta quindi espresso in volt.

Per un'antenna con capacità concentrata al vertice, di altezza h (metri), percorsa da corrente di intensità I (ampere) ed irradiante

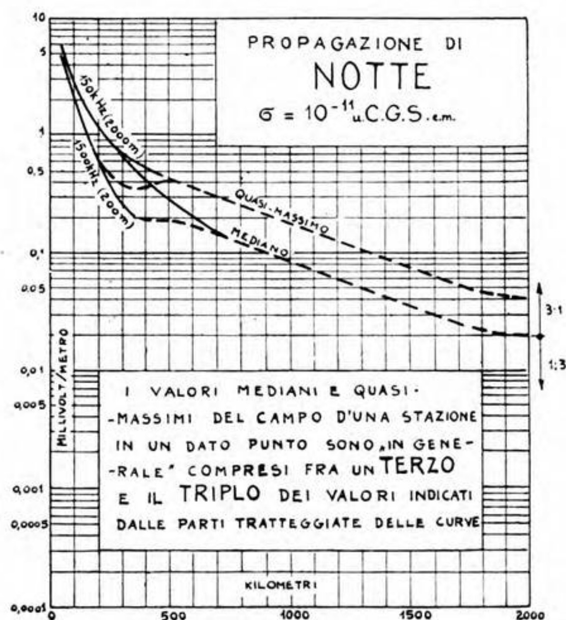


Fig. 5. — Curve di propagazione notturna per $\sigma = 10^{-11}$ u.C.G.S.e.m. (mare).

onde di lunghezza λ (metri), si ha $E = 120\,\pi\, h\, I/\lambda$, e poichè in questo caso la potenza irradiata in watt è $P = 160\,\pi^2\,(h\,I/\lambda)^2$, risulta $E = \sqrt{90\,P}$. Perciò alla potenza irradiata di 1 kW, considerata nelle curve, corrisponde una tensione di irradiazione di 300 V. Questa nozione, adoperata in luogo di quella di potenza irradiata, in generale difficile a calcolare ed in ogni caso quasi impossibile a misurare, avrebbe, fra gli altri vantaggi, quello di essere utilizzabile anche per le emissioni direttive per le quali il metodo attuale non è valevole.

La proposta, riconosciuta giusta, non è stata applicata per non

---

([2]) L. Sacco: Boll. R.T.R.E., 1926, V, p. 3; 1927, VI, p. 19.
L. Sacco: Dati e memorie sulle Radiocomunicazioni, 1929, I, p. 83.

introdurre, durante la discussione, varianti sostanziali nel modo di rappresentare i dati in esame; il che, è parso, avrebbe potuto generare confusioni.

Caratteristiche delle diverse onde in relazione con la radiogoniometria. — Su questo argomento il C.C.I.R., mentre ha approvato quanto era esposto nei rapporti riguardo all'impiego della radiogoniometria nel caso di onde lunghe e medie, ha dichiarato invece che, per ciò che si riferisce alle onde intermedie, corte ed ultracorte, ulteriori studi sono necessari.

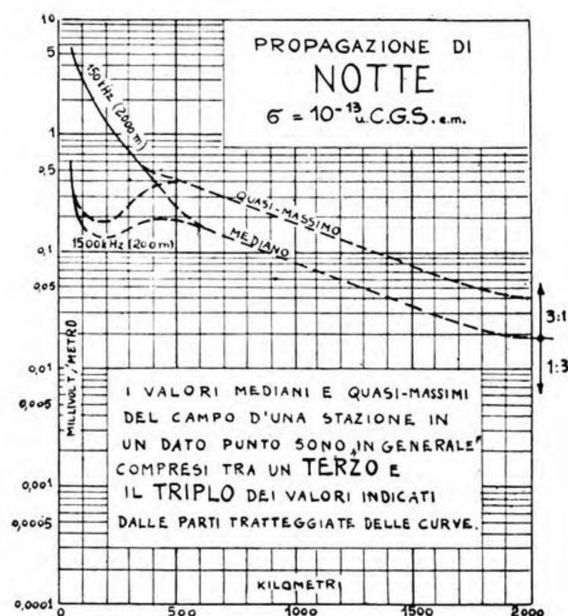


Fig. 6. — Curve di propagazione notturna per $\sigma = 10^{-13}$ u.C.G.S.e.m. (terreno mediamente conduttore).

Intensità di campo necessaria per la ricezione. — Si è riconosciuto, che non è possibile dare per l'intensità del campo cifre applicabili a tutti i casi; che tuttavia le cifre, riportate nei documenti presentati dalle varie nazioni collaboratrici, possono costituire a titolo indicativo una guida per quelle regioni, per cui furono ricavate da un numero sufficiente di dati; che infine anche su questo argomento occorre proseguire lo studio.

Efficacia delle antenne direttive fra 150 e 1500 kHz (2000 e 200 m). — Il C.C.I.R. si è pronunziato favorevolmente all'impiego delle antenne direttive in questa gamma. Ma, poichè l'uso di tali antenne fa sì che nella direzione privilegiata si abbia, oltre all'aumento di

irradiazione diretta, anche quello di irradiazione indiretta, suscettibile di aggravare le interferenze a grande distanza, occorre tener conto di ciò nel determinare la potenza dei trasmettitori muniti di antenna direttiva.

Utilizzazione di trasmettitori radiofonici con onda portante e con una sola banda laterale. — Su questo argomento viene consigliato di proseguire nelle esperienze pratiche, in rapporto diretto con la questione della separazione necessaria fra le stazioni di radiodiffusione e tenendo anche conto sia della qualità della ricezione, sia della riduzione delle interferenze fra le stazioni.

Le ricerche proposte potrebbero condurre alla pratica attuazione di un sistema di emissione con soppressione di una banda laterale e soppressione totale, o parziale, dell'onda portante, con tutti i vantaggi che ne risulterebbero.

*

Taluni argomenti, sottoposti al parere del C.C.I.R., sono stati rimessi a quanto su di essi fu precedentemente deliberato, o proposto, da altri enti internazionali. Così, ad esempio, circa la « misura dei disturbi e dell'intensità della voce » il C.C.I.R. si è rimesso agli studi ed alle decisioni del C.C.I.F. (« Comité Consultatif International Téléphonique »); per la questione « telefonia con i treni in marcia » si è fatto riferimento alle decisioni della Conferenza di Madrid, secondo le quali trattasi di un servizio di carattere non internazionale, che esorbita quindi dai còmpiti del Comitato.

Altri argomenti invece, che non hanno potuto essere presi in esame, o sui quali non è stato possibile addivenire ad una proposta definitiva ed esauriente, formano, insieme con quelli rimandati a nuovi studi, altrettante questioni da sottoporre alla prossima riunione del C.C.I.R.; e precisamente:

1) « Curve di selettività dei diversi tipi di ricevitori per i diversi servizi, ottenute con metodi diversi e particolarmente con i metodi a diverse frequenze ».

Nello studio di questo argomento il C.C.I.R. vede il miglior mezzo di confronto fra diversi tipi di ricevitori, ed una delle basi tecniche più importanti per la ripartizione delle frequenze e l'organizzazione del traffico radio nel mondo; domanda perciò che, con l'aiuto delle curve di selettività, gli sia presentato nella prossima riunione uno studio, quanto più possibile completo, sui vari tipi di ricevitori per i diversi servizi.

2) « Designazione dei limiti ammissibili nell'intensità delle armoniche ».

La trattazione di questo argomento deve comprendere lo studio delle armoniche generate dai diversi trasmettitori e della loro influenza sui ricevitori dei diversi servizi.

3) « Condizioni tecniche per la sincronizzazione o quasi-sincronizzazione di due o più stazioni di radiodiffusione, trasmettenti lo stesso programma o programmi diversi ».

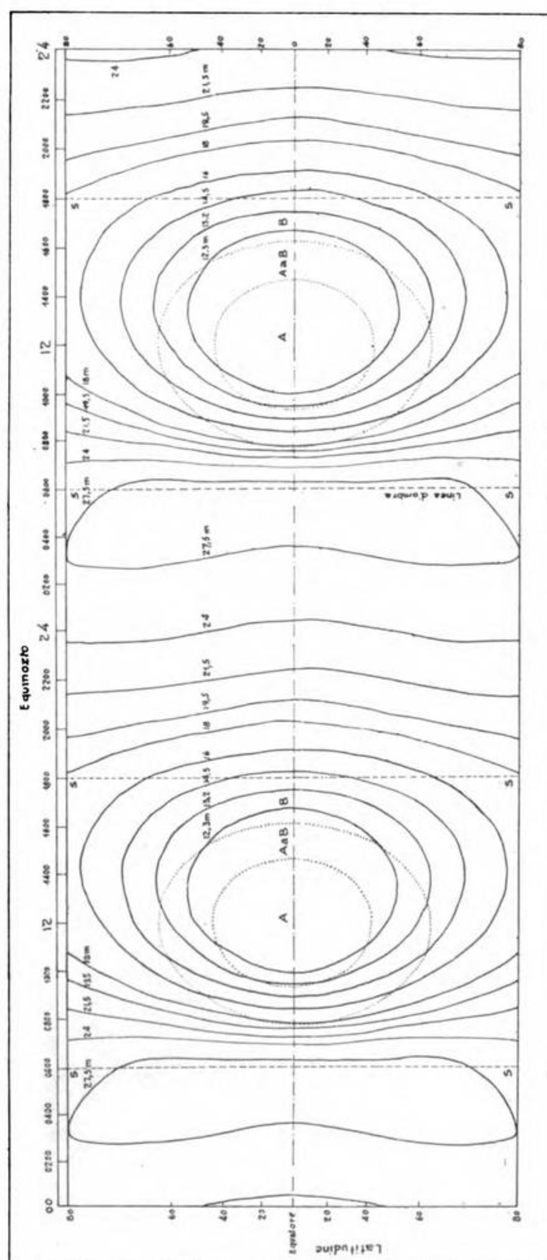


Fig. 7. — Diagrammi rappresentativi della ionizzazione della ionosfera nel periodo intorno agli equinozi.

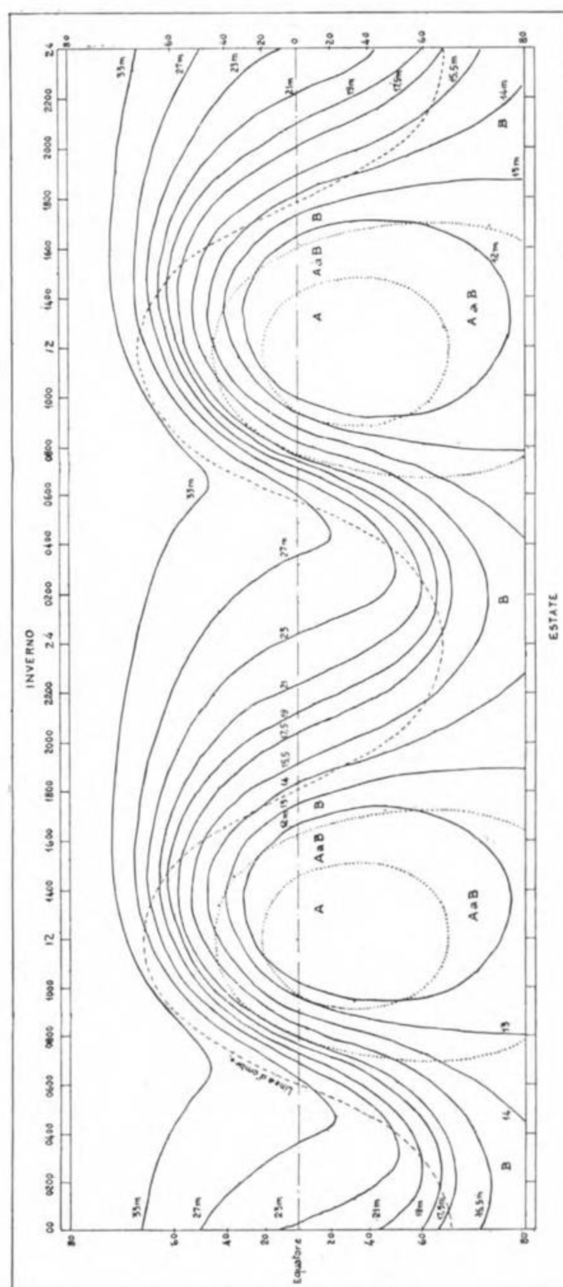


Fig. 8. — Diagrammi rappresentativi della ionizzazione della ionosfera nelle stagioni invernale ed estiva.

Questo argomento, che già faceva parte di quelli trattati alla III Riunione e che è stato rinviato allo studio, perchè i documenti di cui si disponeva non erano sufficienti per prendere una decisione definitiva, è di grande importanza per la radiodiffusione ed è perciò necessario che venga trattato nella maniera più completa. Il C.C.I.R. ha solo proposto di definire « sincronizzate » due emissioni per le quali lo scarto di frequenza dell'onda portante sia inferiore a 0,1 Hz; « quasi-sincronizzate » quelle in cui lo scarto è superiore a tale limite, pur essendo uguali le loro frequenze nominali (lo scarto di 10 Hz proposto alla Conferenza di Lucerna sembra rientrare in questa definizione).

4) « Separazione fra le stazioni di radiodiffusione nei riguardi della frequenza ».

5) « Riduzione delle correnti parassite nei ricevitori ».

6) « Riduzione delle interferenze nelle bande miste ».

7) « Studio delle curve di propagazione delle onde ».

8) « Caratteristiche delle diverse onde nei riguardi della radiogoniometria ».

9) « Intensità di campo necessaria per la ricezione nei diversi casi ».

10) « Efficacia dei diversi sistemi di antenna detti antievanescenza (*anti-fading*) ».

11) « Utilizzazione, per la radiodiffusione, del sistema d'emissione con onda portante ed una sola banda laterale ».

12) « Revisione dei pareri emessi dal C.C.I.R. nelle precedenti riunioni ».

13) « Simboli e termini radioelettrici ».

Nel discutere questo argomento, già presentato alla III Riunione, il C.C.I.R. ha fatto presente che la C.E.I. (Commissione Elettrotecnica Internazionale) si occupa in genere delle questioni inerenti ai termini ed ai simboli, comprese quelle riguardanti la tecnica delle correnti deboli. Col rimandare la questione alla prossima riunione, il C.C.I.R. intende solamente di non disinteressarsi dell'argomento per i servizi radioelettrici, senza voler interferire con quanto viene compiuto da altri organismi, le cui decisioni debbono essere tenute presenti nel preparare i documenti per la nuova riunione.

14) « Metodi di misura dell'intensità dei segnali e dei rumori nelle trasmissioni radioelettriche ».

Su questo nuovo argomento, da presentare alla prossima riunione, è stato compilato un vasto questionario come guida per lo studio e la preparazione dei documenti.

15) « Procedimenti e metodi di misura e limiti di tolleranza dei disturbi provocati nella radiodiffusione dagli impianti elettrici ».

16) « Studio dei mezzi da applicare agli apparati riceventi di radiodiffusione allo scopo di eliminare o ridurre i disturbi provocati dagli impianti elettrici ».

17) « Rumori di fondo nei trasmettitori e ricevitori radioelettrici, ed in ispecie rumori dovuti alle sorgenti di alimentazione ».

Questi ultimi tre quesiti, affini fra di loro in quanto riguardano lo studio dei mezzi atti a migliorare la qualità della radiodiffusione, sono di grande interesse nel momento attuale e non mancheranno di produrre, da parte dei collaboratori, una larga messe di dati e proposte.

18) « Quali sono i mezzi migliori per assicurare, nelle gamme d'onde corte del servizio mobile, l'allacciamento sicuro e rapido delle comunicazioni ».

Nel mettere allo studio questa questione il C.C.I.R. fa presente, che sebbene il R.G.M. dia disposizioni per migliorare l'allacciamento delle comunicazioni nelle gamme d'onde corte del servizio mobile, è tuttavia difficile, senza un accordo preventivo, stabilire con sicurezza e con celerità le comunicazioni in queste gamme. Raccomanda inoltre che siano eseguite prove pratiche nelle due gamme 8200-8500 kHz (36,59-35,29 m) e 12300-12825 kHz (24,39-23,39 m), disponendo un ascolto per le chiamate su queste onde dal 50° al 60° minuto di ogni ora.

G. A.

-- LETTERE AL DIRETTORE --

Cavi sottomarini parzialmente e gradualmente caricati.

Ho letto con interesse l'articolo dell'ing. Sannio sul cavo La Panne - S. Amaro, che riporta i risultati di misure eseguite e le notevoli proprietà del cavo, parzialmente caricato. L'autore non approfondisce il fenomeno della propagazione delle correnti lungo il cavo pupinizzato, per il quale rimanda ai lavori di Pupin e di Malcolm. Ma in questi si ricercherebbero invano le equazioni della propagazione elettrica lungo i cavi pupinizzati parzialmente, la cui soluzione è molto recente ed è stata oggetto di numerose ricerche appunto in seguito alla costruzione ed alla posa di tali cavi.

E' noto che le tensioni e le correnti lungo un cavo elettrico con pupinizzazione uniforme sono esprimibili come somme di seni e coseni iperbolici nel cui argomento figura la distanza della sezione che si considera, dall'estremità del cavo. I cavi pupinizzati parzialmente dan luogo ad equazioni di propagazione molto più complesse.

Io ho mostrato in una nota all'Accademia dei Lincei (1), *nella quale mi riferivo appunto al cavo La Panne - S. Amaro, che la tensione e la corrente in un tale cavo, nel tratto in cui l'induttanza varia proporzionalmente alla lunghezza, sono esprimibili come la somma di due funzioni di Bessel, una di ordine 2/3 ed una di ordine — 2/3, il cui argomento è proporzionale alla potenza 3/2 della distanza della sezione che si considera, dall'estremità del cavo.*

Arnold e Bechberger (2) *hanno poi ottenuto la stessa soluzione ma sotto la forma meno conveniente di serie infinite.*

Infine A. T. Starr (3) *ha mostrato che i cavi parzialmente caricati rientrano in una classe molto interessante di cavi, che egli ha studiato in tutta la loro generalità, in cui uno dei parametri varia secondo una potenza della distanza dall'origine, e le cui equazioni di propagazione sono esprimibili in forma finita con funzioni di Bessel.*

Milano, 13 novembre 1934-XIII. MAURIZIO FEDERICI.

* *

Resistenze negative di tubi elettronici.

In relazione alla « Lettera al Direttore » del prof. Boella pubblicata in A. F., 1934, III, p. 196, *che si riferisce al mio lavoro « Resistenze negative di tubi elettronici e loro misura »* (A. F., 1934, III, p. 5), *mi permetto di fare osservare quanto segue.*

---

(1) Su di un nuovo tipo di cavo elettrico disuniforme - Rendiconti R. Acc. Lincei, 1931, XIII, p. 128.

(2) Proc. I.R.E., 1931, XIX, p. 304; 1932, XX, p. 1818.

(3) Proc. I.R.E., 1932, XX, p. 1052.

A mio parere, per effettuare misure di resistenza dinamica in un campo di valori relativamente ampio (ad esempio da 10.000 a 600.000 ohm) non sono vantaggiosi nè il metodo della brusca variazione della corrente anodica per rivelare l'entrata in oscillazione del circuito, nè il metodo della variazione della tensione anodica per determinare il valore della resistenza differenziale negativa presentata dal tubo. Infatti col primo procedimento è difficile riscontrare la brusca variazione della corrente anodica (che si manifesta quando il circuito entra in oscillazione) mentre l'indice dello strumento, sul quale si è effettuata la compensazione, si sposta rapidamente al variare della tensione di polarizzazione del tubo. Il secondo procedimento diventa poi inutilizzabile per valori della resistenza negativa relativamente alti (ad esempio, per $\bar{r}$ = *500.000 ohm e* $\Delta V_p = 1$ *volt, la variazione della corrente anodica risulta di soli 2* μA*). Mi sembra quindi molto utile, se non indispensabile, di usare il metodo della comparsa dei battimenti (impiegando un generatore ausiliario ed un rivelatore accoppiato lascamente ai due circuiti) per rivelare l'entrata in oscillazione del circuito, su cui si sperimenta, ed un metodo di ponte per effettuare la misura della resistenza negativa.*

Alle cause di errore dovute agli accoppiamenti parassiti, ricordate dal prof. Boella, va aggiunta quella creata dalla resistenza equivalente alle perdite dielettriche del tubo, che risulta in derivazione sul circuito oscillante. Ho constatato che gli accoppiamenti parassiti si possono in gran parte eliminare mediante un'accurata disposizione dei circuiti, eliminando gli organi di regolazione inutili (quale il potenziometro per la regolazione della tensione di griglia schermo) ed impiegando condensatori di disaccoppiamento di valore relativamente basso (0,1 μF*). Le perdite introdotte dal tubo si possono ridurre notevolmente togliendo lo zoccolo, ovvero se ne può tenere conto dopo averle determinate a parte.*

In relazione alla lettera dell'ing. Dilda, pubblicata in A. F., 1934, III, p. 474, *mi permetto di fare osservare quanto segue.*

Il tubo impiegato nelle ricerche da me riferite (A. F., 1934, III, p. 5) *è del tipo 89, costruito dalla casa Arcturus. Nel lavoro citato ho omesso per dimenticanza il nome della fabbrica; non bisogna tuttavia dimenticare che, anche impiegando tubi della stessa fabbrica oltrechè dello stesso tipo, la regione della resistenza negativa può risultare sensibilmente diversa da un tubo all'altro. Nel mio lavoro ho riferito i risultati ottenuti impiegando tubi di tipo diverso ed ho messo in particolare rilievo i risultati ottenuti col tipo 89 sopra tutto come illustrazione delle considerazioni di carattere fisico esposte in precedenza.*

L'ing. Dilda, studiando il comportamento di un altro tubo (il tipo 59 della casa Arcturus) ha convalidato le predette considerazioni ed ha ottenuto valori della resistenza differenziale negativa ancora più bassi di quelli da me riscontrati. E' importante osservare che per misurare il valore della resistenza negativa in un dato punto della caratteristica conviene, per non commettere errori di entità rilevante, riferirsi a tratti di caratteristica, che presentino un andamento rettilineo. Ciò non si verifica per le caratteristiche tracciate dall'ing. Dilda, che presentano una spiccata concavità verso l'asse delle tensioni di placca.

Le caratteristiche tracciate nel corso del mio lavoro, e quelle che sono state pubblicate da altri autori, non mostrano tale andamento e sarebbe pertanto interessante stabilirne le cause. Si potrebbe forse attribuirlo ad un eccessivo riscaldamento degli elettrodi, che, pro-

vocando un aumento dell'emissione secondaria, modifica la relazione $I_s = f(v)$, in cui I_s rappresenta la corrente elettronica secondaria e v la velocità degli elettroni principali.

Mi permetto infine di fare osservare, che lo schema impiegato dall'ing. Dilda per tracciare le caratteristiche (fig. 1 della predetta lettera al Direttore) sembrami suscettibile di perfezionamento per vari motivi: a) *la resistenza R non sembra possa soddisfare allo scopo di disaccoppiare il circuito anodico;* b) *gli equipaggi del voltmetro e del milliamperometro, che rimangono inseriti nel circuito anodico, possono entrare in oscillazione;* c) *non è stato disaccoppiato il circuito di griglia schermo;* d) *non è stato disaccoppiato il circuito della griglia di controllo, il che per contro è assai opportuno, dato che sovente si manifestano sulla griglia di controllo potenziali oscillanti dovuti al noto fenomeno delle oscillazioni elettroniche.*

ANDREA PINCIROLI.

* *

L'opinione dell'ing. Pinciroli non favorevole al procedimento di misura della resistenza equivalente dei circuiti oscillatorii, accennato nella mia precedente lettera, mi induce a soffermarmi su di un particolare, che per brevità avevo omesso.

Con i tubi, da me adoperati per queste misure (RCA 22), entro un certo intervallo di valori della tensione anodica V_a, la corrente anodica I_a si inverte, di modo che il tratto a resistenza negativa della caratteristica $I_a = f(V_a)$ interseca l'asse delle ascisse. E' quindi possibile, dando opportuni valori alle tensioni di placca e di schermo, usare uno strumento di misura di notevole sensibilità, non compensato. Poichè inoltre detto punto di intersezione si sposta assai poco al variare della tensione di griglia, è possibile senza altre regolazioni effettuare misure di resistenza equivalente tra 15.000 Ω *e* 1 MΩ, *o anche oltre, se ci si accontenta di minore sensibilità.*

In queste condizioni si individua abbastanza bene il punto di innesco delle oscillazioni in base alla brusca variazione della corrente di placca, dovuta a rettificazione per curvatura della caratteristica.

E' risultato da numerose osservazioni, che tale procedimento di determinazione del punto di innesco porta nel risultato della misura un errore che, nelle peggiori condizioni, non supera il $4 \div 5$ % *ed è spesso inferiore al* 2 %: *errore in eccesso, poichè occorre avere una sia pur piccola oscillazione, che viene rivelata dal determinarsi di un balzo nella corrente anodica, quando si chiude in corto circuito il circuito oscillatorio.*

Circa la misura della resistenza negativa come rapporto tra una piccola variazione della tensione di placca e la corrispondente variazione della corrente, riprendendo l'esempio portato dall'ing. Pinciroli, osservo che con una variazione di tensione di $\pm$ 5 *volt, la quale ancora permette di identificare la secante con la tangente, per una resistenza negativa di* 500.000 *ohm si ha una variazione di corrente di* $\pm$ 10 μA, *che, con uno strumento della portata di* 100 μA, *può essere misurata con un'approssimazione di* $\pm$ 3 %.

Tali cifre di approssimazione sono alquanto inferiori a quelle ottenibili, qualora si usassero un ponte per la misura della resistenza negativa e un sistema più sensibile di apprezzamento della condizione di innesco. Tuttavia occorre distinguere fra il grado di approssimazione, che è ragionevole desiderare in una ricerca di laboratorio, e quello occorrente nelle misure della tecnica normale; può essere d'altra parte spesso apprezzabile in questo campo la semplicità dell'ap-

parecchiatura, dato che il commercio non offre ancora apparecchi appositamente costruiti.

Ritengo quindi che possa rendere ottimi servigi un procedimento di misura che, all'inconveniente di una precisione certamente modesta, ma spesso del tutto sufficiente per gli usi tecnici, contrappone il vantaggio di richiedere un microamperometro, un voltmetro e alcune pile in luogo di un ponte a frequenza acustica per la misura della resistenza negativa, di un complesso oscillatore ausiliario e di un rivelatore per l'apprezzamento della condizione di innesco.

MARIO BOELLA.

* *

Sono d'accordo con l'ing. Pinciroli circa la possibilità di riscontrare notevoli differenze nelle caratteristiche negative, rilevate su diversi esemplari di tubi di uguale tipo e fabbricazione. Ciò è dovuto a leggere disuniformità costruttive, che sono di regola così lievi da non influire sulle caratteristiche ordinarie, e che non è facile (e del resto, per gli usi ordinari, non importa) evitare del tutto, pur costruendo i vari esemplari non solo sullo stesso disegno, ma anche coi medesimi materiali, ugualmente preparati. Due fattori hanno particolare importanza: la diversità, dovuta a imperfezione di lavorazione, dello stato superficiale degli elettrodi, e in particolare della placca; ed il grado di vuoto, perchè una pur debolissima ossidazione superficiale può ridurre enormemente l'emissione secondaria.

Riguardo alla seconda osservazione dell'ing. Pinciroli, ritengo anch'io, che la concavità della caratteristica verso l'asse delle tensioni anodiche tragga origine da riscaldamento degli elettrodi; ho difatti verificato che essa diminuisce notevolmente per le caratteristiche rilevate con lo stesso tubo Arcturus tipo 59, aumentando la tensione negativa della griglia di controllo. Ritengo che, per un'eventuale spiegazione del fenomeno, oltre ai due fattori dell'emissione secondaria citati dall'ing. Pinciroli, cioè la riflessione degli elettroni principali e la emissione degli elettroni secondari in seguito all'urto, sia da tener presente anche un effetto di emissione termoelettrica, che cresce rapidamente con la temperatura.

Relativamente agli appunti fatti allo schema da me impiegato per il rilievo delle caratteristiche, osservo che: la resistenza R non ha l'ufficio di disaccoppiare il circuito anodico, ma quello di aumentare il decremento dei reostati di regolazione, i quali essendo avvolti a solenoide costituiscono un circuito oscillatorio con un decremento proprio non così elevato da impedire in tutti i casi l'innesco delle oscillazioni; gli equipaggi degli strumenti non possono entrare in oscillazione, perchè sono in serie con una resistenza assai elevata (voltmetri) o in parallelo con una assai bassa (milliamperometri); non sono risultati a me necessari gli accorgimenti indicati alla lettere c) *e* d), *in quanto che le caratteristiche non risultano affatto modificate, se si inseriscono condensatori di* 0,1 *μF tra il catodo e gli altri elettrodi, laddove, se si sopprime la resistenza non induttiva R, esse diventano in talune condizioni instabili, non reversibili e presentano andamento discontinuo, denunciando così l'innesco di oscillazioni.*

GIUSEPPE DILDA.

Con questi ulteriori contributi alla discussione circa le resistenze negative dei tubi elettronici e la loro misura, riteniamo esaurito lo scambio di idee sull'argomento - *n. d. r.*

-- -- -- RECENSIONI -- -- --

IMPIANTI E ACCESSORI RADIOTECNICI.

H. Mögel — **La stazione radiofonica germanica a onda corta (Zeesen).** (T. F. T., febbraio 1934, XXIII, 2, pag. 38-46, con 10 fig.).

La stazione di Zeesen, costruita dalla Amministrazione delle Poste germaniche per la diffusione di programmi radiofonici destinati alle comunità tedesche dimoranti nei paesi d'oltre oceano, è dotata di

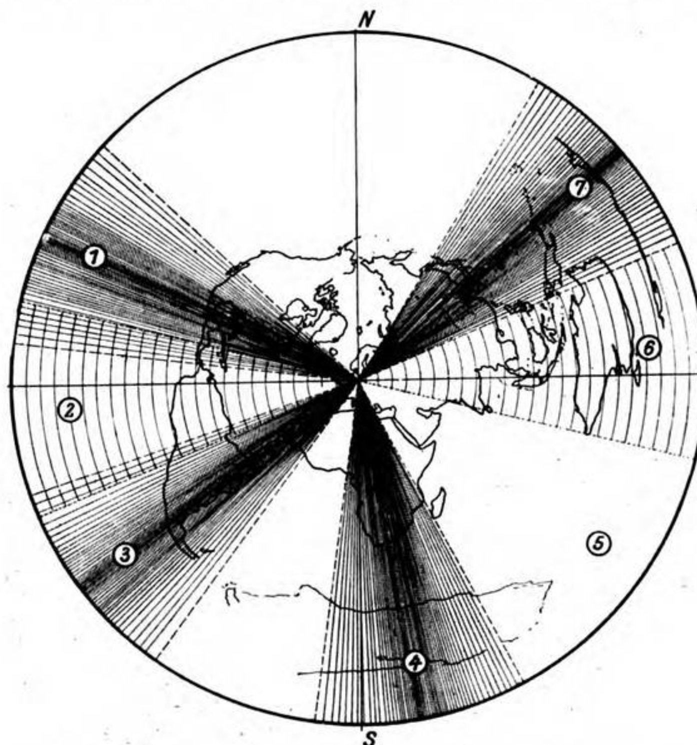


Fig. 1. — Fasci di emissione del trasmettitore di Zeesen.
1 - Nord e Centro America; 2 - Sud America nord-occidentale; 3 - Sud America; 4 - Africa; 6 - Australia e Indie Orientali; 7 - Asia Orientale.

due trasmettitori ad onda corta, pilotati a quarzo, della potenza di 20 kW in telegrafia, di 6 a 8 kW (sola onda portante) in telefonia.

Ciascuno può generare indipendentemente le onde di:

m 16,892	kHz 17.760
19,737	15.200
19,855	15.110
25,510	11.760
31,381	9.560
49,834	6.020

con una stabilità relativa di frequenza di 10^{-5}. Il cambio d'onda si può effettuare in pochi minuti senza bisogno di correggere le neutralizzazioni. Alla profondità di modulazione dell'80 % il fattore di distorsione non arriva al 4 %. Si spera di poter aumentare la potenza

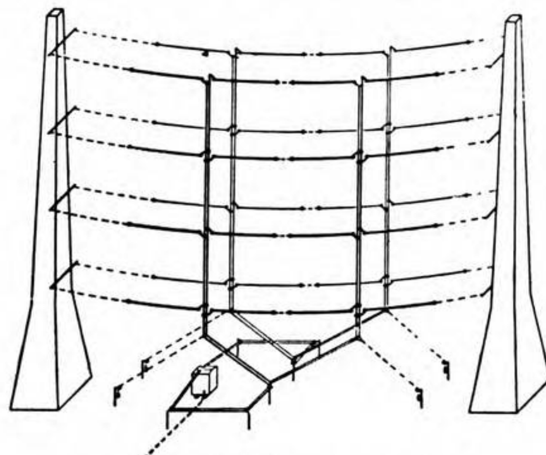


Fig. 2. — Aereo direttivo Telefunken.

irradiata giovandosi della esperienza di esercizio di alcuni nuovi trasmettitori da 50 kW installati di recente nella stazione commerciale di Nauen.

Nel piano completo dell'impianto è prevista l'irradiazione secondo i 7 fasci indicati nel diagramma azimutale di fig. 1; di questi, funzionano attualmente i n. 1, 3, 4 e 7 e saranno tra breve messi in funzione i n. 2 e 6. Gli aerei direttivi sono del noto tipo Telefunken (fig. 2); radiatore e riflettore, entrambi alimentati dal trasmettitore, sono costituiti da due sistemi piani, a distanza di (1/4) λ, formati da dipoli orizzontali lunghi (1/2) λ ed alimentati al centro. Variando l'ampiezza e la fase delle correnti nel riflettore si può regolare l'effetto direttivo; invertendo le polarità di alimentazione si può invertire il senso di irradiazione. L'effetto direttivo nel piano orizzontale diviene più acuto col crescere del numero di dipoli accostati orizzontalmente; ma, poichè i fasci devono ricoprire territori notevolmente estesi, si è limitato generalmente a quattro il numero di dipoli affiancati in ciascuna cortina. Per ottenere invece il massimo effetto direttivo nel piano verticale, si è sovrapposto in tal senso il massimo numero di dipoli consentito dalla altezza delle torri di sostegno (m 75). La stazione è poi provvista di un aereo omnidirezionale, anche esso a dipoli orizzontali, sostenuto da una torre in legno alta 70 m, che può irradiare

le onde di m 19,737 e m 31,381; esso serve come scorta in caso di guasto di un aereo direttivo.

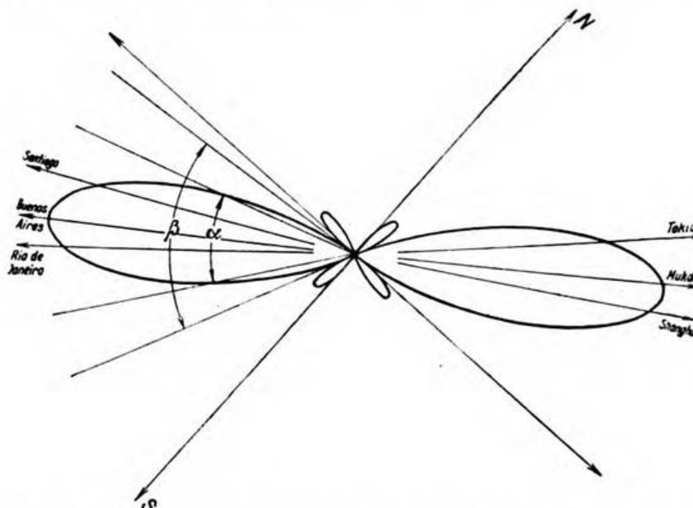


Fig. 3. — Caratteristica d'irradiazione orizzontale dell'aereo direttivo per il Sud America e l'Asia Orientale.

La fig. 3 riproduce la caratteristica di irradiazione nel piano orizzontale di un aereo direttivo invertibile; l'irradiazione è compresa in un angolo $\beta = 30°$; nell'angolo $\alpha = 17°$ sono comprese tutte le dire-

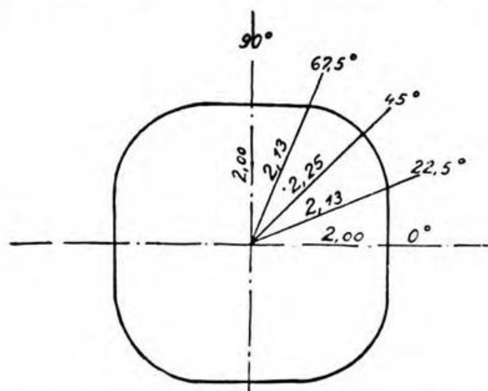


Fig. 4. — Caratteristica di irradiazione orizzontale dell'aereo omnidirezionale.

zioni, lungo le quali l'intensità di irradiazione supera il 50 % della massima. Nelle fig. 4 e 5 sono riprodotte le caratteristiche di irradiazione orizzontale e verticale dell'aereo omnidirezionale.

Gli aerei sono disposti topograficamente come in fig. 6, mentre la tabella I ne dà la formazione (il primo numero è quello dei dipoli

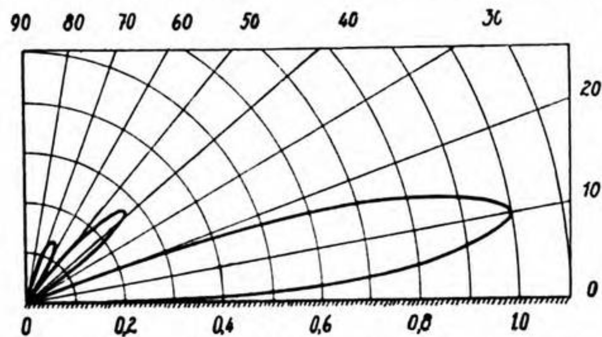


Fig. 5. - Caratteristica d'irradiazione verticale dell'arco omnidirezionale.

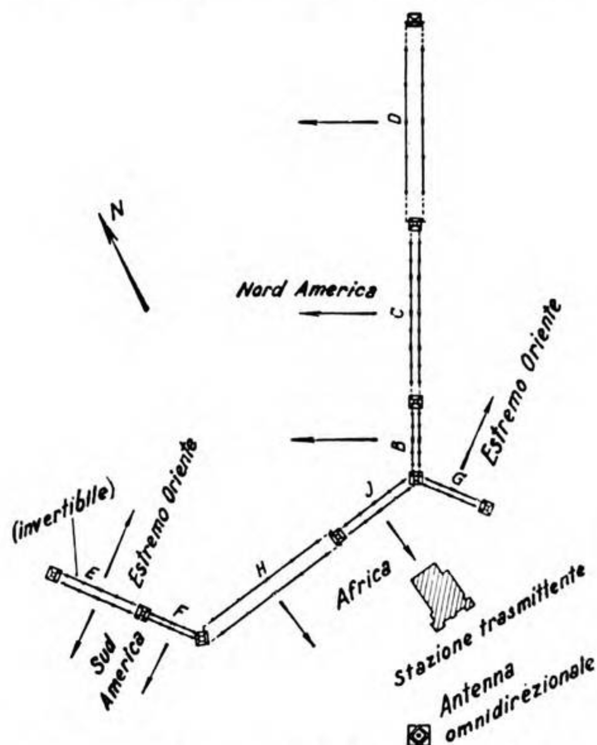


Fig. 6. — Disposizione topografica degli aerei della stazione di Zeesen.

sovrapposti verticalmente in ciascuna cortina, il secondo quello dei dipoli accostati orizzontalmente), l'onda di lavoro, il fascio cui è adi-

bito e l'angolo (contato in senso orario progressivo) che la direzione di massima irradiazione forma col nord geografico. Nella tabella sono compresi anche gli aerei *K* ed *L* che serviranno i fasci 2 e 6. Il fascio per il Nord America, considerato come il più importante, è servito da tre aerei direzionali e quattro onde. L'aereo *E* è invertibile mediante comando a distanza e può servire sia il Sud America, sia l'Estremo Oriente.

TABELLA I

Aereo	Formazione	Lungh. d'onda (m)	Fascio	Direzione
B	6×4	19,737	Nord e Centro America	295°
C	4×8	25,510; 31,381		
D	2×4	49,834		
E	4×4	25,510; 31,381	Sud America / Asia Orientale	235°; 55° *)
F	6×4	16,892	Sud America	235°
G	6×4	19,855; 31,381	Asia Orientale	49°,5
H	2×4	49,834	Africa	170°
J	4×4	25,510; 31,381		
K	6×4	16,892; 19,737	Sud America	266°; 86° *)
L	4×4	25,510; 31,381	Indie / Australia	
R_1	6×4	19,737	(omnidirezionali)	
R_2	4×4	31,381		

*) con inversione comandata a distanza.

Si è constatato che il campo prodotto dall'aereo omnidirezionale a dipoli, per l'onda ottima e a data distanza, è circa otto volte quello di un semplice dipolo; il campo prodotto da un aereo direttivo è invece 50 volte più grande dello stesso, per onda diurna.

La scelta delle onde di lavoro è stata fatta in modo da assicurare, in ogni stagione, una facile ricezione tra le ore 20 e 22 (ora locale) nei paesi serviti dai vari fasci, con tolleranza di ± 1 ora; per il Nord America, l'Asia Orientale e il Sud America si voleva inoltre assicurare anche un servizio diurno anti e pomeridiano. L'amministrazione disponeva di un'abbondante raccolta di dati sperimentali tratti dall'esercizio delle sue stazioni commerciali e di quelle della Transradio; sicchè, tenendo conto della distanza da Berlino dei centri più importanti della zona interessata, si è potuta stabilire per ogni fascio l'onda più conveniente nelle varie ore e nelle varie stagioni. Si è anche tenuto conto della influenza dell'attività solare (che attualmente si trova nella fase di minimo del suo ciclo periodico) e del magnetismo terrestre, che esercita sensibili influssi sui fasci che hanno una traiettoria subpolare. Nell'articolo originale si riportano in varie tabelle i risultati di tali indagini.

TABELLA II

Tempo medio Europa Centrale	Onda (m)	Direzione
06.35 — 08.00 13.55 — 17.00	19,74 31,38	Asia Orientale
18.50 — 22.30 18.50 — 22.30	25,51 49,83	Africa
23.00 — 01.30	31,38	Sud America
13.55 — 17.00 02.00 — 05.00 02.00 — 05.00	19,74 25,51 49,83	Nord e Centro America

Gi orari e le onde sono ripartiti, attualmente, come è indicato nella tabella II. *E. Cr.*

MISURE.

P. B. TAYLOR — **Dispositivo portatile per misure di campo elettromagnetico.** (Proc. I.R.E., febbraio 1934, XXII, 2, pag. 191-200, con 4 fig.).

L'apparecchio descritto è adatto per misure di campo elettromagnetico nella gamma normale della radiodiffusione; esso è stato attuato con il principale scopo di avere un complesso molto facilmente trasportabile, che si possa tarare sul posto col minimo di apparecchiature ausiliarie.

Il principio, su cui il dispositivo è fondato, consiste nel calcolare il campo per mezzo della forza elettromotrice E da esso indotta in un quadro sintonizzato di caratteristiche note. La E si ricava a sua volta dalla tensione V che si ha tra gli estremi del quadro in condizioni di risonanza, e che è misurata mediante un voltmetro elettronico; queste due grandezze sono tra loro legate dalla relazione $\epsilon = V/E$, nella quale ϵ è notoriamente il coefficiente di risonanza del circuito.

E' facile determinare ϵ conoscendo le costanti del circuito. Considerando il circuito equivalente del quadro sintonizzato, rappresentato in fig. 1 (in cui la conduttanza equivalente del voltmetro è compresa in G_0), poichè la tensione fra A e B è espressa da:

$$V = \frac{E}{Z}(j\,\omega\,L + R_0)\,,$$

se si sostituisce il valore di Z, e si considera che in risonanza R_0^2 e G_0^2 sono trascurabili in confronto a $\omega^2 L^2$ e ad $\omega^2 C^2$ rispettivamente, si ottiene, per la condizione di risonanza:

$$\epsilon = \left(\frac{G_0}{\omega\,C} + \frac{R_0}{\omega\,L}\right)^{-1}.$$

Il valore di ϵ può però determinarsi anche con altro metodo, per cui non necessita la conoscenza delle costanti del circuito.

Se, in serie col ramo induttivo del circuito equivalente, si pone una piccola resistenza nota R, la tensione fra i punti A e B acquista un altro valore V_R, diverso da quello V che si aveva in precedenza. Se analogamente si pone una conduttanza nota G in parallelo sul ramo capacitivo, la tensione fra A e B diviene V_G. Può allora dimostrarsi che fra ϵ, V, V_R, V_G, R e G esiste la relazione:

$$\epsilon = \sqrt{\frac{V - V_R}{V_R} \cdot \frac{V - V_G}{V_G} \cdot \frac{1}{R\,G}},$$

per cui il valore di ϵ si ricava da tre misure dirette di tensione, essendo noti i valori della R e della G, aggiunte separatamente e successivamente.

Passando all'attuazione pratica, occorre tener conto che le costanti del quadro non sono concentrate, ma distribuite. Ciò fa sì che l'ef-

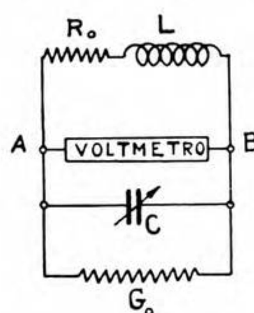


Fig. 1. — Schema del circuito equivalente del dispositivo.

fetto della resistenza aggiunta R sia diverso, a seconda che essa venga applicata nel punto di mezzo del quadro o ai suoi estremi. La considerazione analitica del problema dimostra che si ottiene un risultato corretto quando si fa la media dei due valori di ϵ, calcolati inserendo una prima volta tutta la R nel punto di mezzo del quadro, ed inserendo una seconda volta una metà in ciascuno dei due estremi del quadro, ossia presso i punti A e B della fig. 1.

Occorre anche rendersi indipendenti dall'effetto d'antenna: ciò è stato fatto nel modo consueto, costituendo i circuiti in due metà perfettamente simmetriche, col punto di mezzo a terra. Per la stessa ragione i tubi del voltmetro elettronico, che serve per la misura delle tensioni, sono disposti in controfase e devono essere scelti accuratamente eguali fra loro.

In condizioni favorevoli, il dispositivo permette le misure di campo con l'approssimazione del $2 \div 5\,\%$. Per il trasporto, l'apparecchio si divide in tre parti, la maggiore delle quali pesa circa 18 kg. *F. G.*

--- CRONACA TECNICA ---

ACCUMULATORI E PILE.

Fra i vari metodi che s'impiegano per la carica delle batterie di accumulatori, non ve n'è ancora nessuno che possa dirsi soddisfacente sotto tutti i punti di vista.

Un metodo molto usato quando si desideri una carica rapida, è quello a tensione costante, che ha il notevole pregio di richiedere soltanto un'apparecchiatura molto semplice; presenta però l'inconve-

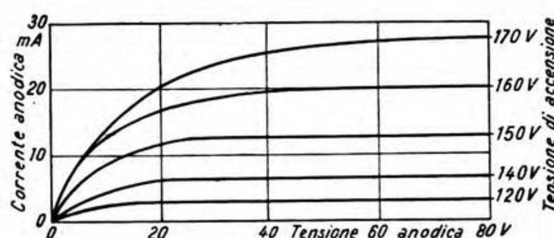


Fig. 1. — Caratteristica di un tubo per diversi valori della tensione di alimentazione del filamento.

niente che all'inizio, quando la resistenza interna dei singoli elementi può essere dell'ordine di $10^{-3} \div 10^{-4}$ ohm, facilmente si verificano notevoli punte di corrente.

Con il metodo di carica a corrente costante sono necessari un tempo un po' maggiore, personale specializzato ed apparecchiature più complesse; ma con l'uso di adatti dispositivi e relè, ed in particolare di

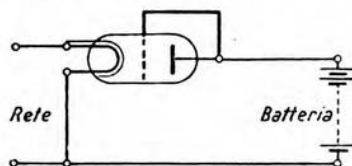


Fig. 2. — Schema del circuito.

resistenze zavorra di ferro in atmosfera di idrogeno, il procedimento può diventare pressochè completamente automatico.

L'uso di tubi elettronici consente un metodo quasi del tutto soddisfacente, perchè automatico ed insieme capace di assicurare la carica nelle condizioni richieste; questo procedimento di **carica di accumulatori con corrente di saturazione** viene illustrato da W. Holzer in *E. u. M.* del 17 dicembre 1933.

Il metodo, che si presta in modo particolare per la carica di batterie per uso di laboratorio, di tensione relativamente elevata e di piccola capacità, implica l'impiego di un tubo elettronico con caratteristica del tipo riprodotto in fig. 1; l'alimentazione del filamento è prevista con la tensione continua disponibile, come risulta dallo schema di fig. 2. L'esperienza mostra che, se la tensione di accensione viene applicata nello stesso momento in cui si chiude il circuito anodico, la corrente di carica (corrente anodica) cresce in modo graduale, senza

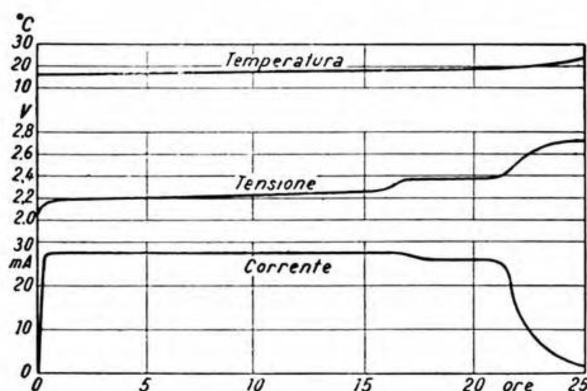


Fig. 3. — Diagrammi della temperatura, della tensione e della corrente durante la carica di una batteria.

punte iniziali, fino al valore che conserva poi praticamente costante per la maggior parte della durata della carica. In sèguito al crescere della tensione della batteria, la tensione anodica decresce e quindi in modo automatico decresce la corrente di carica, con una legge, nel tempo, solo dipendente dal modo di comportarsi della batteria; è escluso altresì il pericolo di carica eccessiva. Un esempio tipico di applicazione del procedimento descritto (per il quale si è impiegato un tubo elettronico diverso da quello cui si riferisce la fig. 1) è riprodotto in fig. 3. *An. Gi.*

IMPIANTI E ACCESSORI RADIOTECNICI.

Nel servizio per l'aeronautica, i collegamenti radio fra bordo e terra nei due sensi, e quelli fra due apparecchi in volo, hanno dimostrato in ogni occasione tali vantaggi che tutte le case costruttrici di radioapparati hanno fatto oggetto di particolari studi trasmettitori e ricevitori destinati a questo uso. Una serie di **apparecchi radio per l'aeronautica** è stata diffusamente descritta nel *Bull. S. F. R.* di gennaio-febbraio-marzo 1934.

Le esigenze degli apparati in questione sono molteplici: occorre che essi risultino di peso ridotto e piccolo ingombro, robusti sì che i bruschi atterraggi od ammaraggi non li danneggino, facili a manovrarsi e tali da assicurare in modo continuo la comunicazione per la portata per la quale sono previsti. Si cerca in genere di riunire in un solo trasmettitore un complesso ad onde lunghe ed uno ad onde corte,

in modo da utilizzare il primo per le medie portate ed il secondo per le grandi.

E' auspicabile che gli apparati siano costituiti di elementi distinti, da collegarsi insieme, tali che la loro installazione a bordo consenta di usufruire dei più piccoli spazi disponibili Nella costruzione si adoperano telai di metalli leggeri; ogni complesso è chiuso in un involucro metallico, da cui deve potersi facilmente estrarre in occasione di riparazioni e verifiche. Il telaio, o la cassetta che lo contiene, hanno attacchi per la sospensione elastica a mezzo di cordoni di gomma. Le parti isolanti usate nella costruzione debbono essere sempre di materiale della migliore qualità; si cerca comunque di ridurne quanto si può il numero, ricorrendo a disposizioni adatte dei circuiti e con un accurato studio della ripartizione dei potenziali.

L'alimentazione viene fatta in modo diverso a seconda delle disponibilità di bordo e a seconda degli scopi da raggiungere. Si usano normalmente:

a) dinamo a corrente continua, poste in rotazione da un'elica autoregolatrice, generalmente per la tensione di 24 volt e la velocità di 4500 giri al primo; possono essere utilizzate anche per la carica della batteria di bordo;

b) alternatori, mantenuti in rotazione da un'elica autoregolatrice; forniscono energia ad alta tensione per l'apparecchio trasmettente, quando si desideri emissione di onde persistenti modulate con alimentazione diretta a corrente alternata;

c) gruppi generatori-convertitori, fatti rotare o per via meccanica con un'elica (e allora possono fornire anche la corrente di carica delle batterie) o per via elettrica alimentandoli con la corrente continua delle batterie di bordo;

d) convertitori alimentati dalla batteria di bordo; servono solamente per i servizi radio.

Naturalmente, affinchè gli apparati si comportino nel modo migliore, è anche necessario che vengano rispettate certe esigenze riguardanti le altre parti dell'aeronave. Occorre, in particolare, che tutte le principali membrature metalliche siano accuratamente collegate per costituire una massa conduttrice unica, e che i circuiti dei magneti siano schermati con ogni precauzione.

Oltre la descrizione di molteplici tipi di trasmettitori e ricevitori, l'articolo originale fornisce notizie circa apparecchi per installazioni radiogoniometriche di bordo e circa radioinstallazioni terrestri per servizi di aeronautica. *A. Ce.*

-- LIBRI E PUBBLICAZIONI --

G. FURLANI. — *La televisione*. — Editoriale Libraria, Trieste, 1934. — Un volume di 234 pagine, con 47 figure. — Prezzo L. 12.

Il libro, a scopo di volgarizzazione, riassume in breve la storia della teleidografia, della telefotipia e della televisione dai primi tentativi fino ai nostri giorni; descrive con molta semplicità gli apparecchi attualmente in uso e dà un cenno dei problemi ancora da risolvere e del loro probabile sviluppo futuro.

Il volume è diviso in tredici capitoli. Impostato il problema della televisione e teleidografia nel primo, si passano in rassegna, nel secondo e terzo, le nozioni fondamentali di radiotecnica che stanno a base dei processi di televisione; nel quarto capitolo si parla dei primi metodi di teleidografia fornendo la descrizione dell'apparecchio del Castelli, e nel quinto dell'introduzione della cellula fotoelettrica (fultografo, apparecchi del Belin, del Korn, del Karolus). La televisione viene poi considerata nei suoi progressi, nei capitoli dal sesto al nono che trattano rispettivamente dei pionieri e degli sviluppi in Inghilterra, Germania e America (dispositivi del Carey, Senlecq, Nipkow, Baird, quadri di ricezione a tubi al neon, e così via). Successivi perfezionamenti, quali l'introduzione dei tubi di Braun, la televisione colorata, la televisione stereoscopica, la registrazione di immagini su dischi, vengono descritti nei capitoli decimo e undecimo; uno sguardo nel futuro viene dato nel capitolo dodicesimo; e finalmente nel tredicesimo vengono accennati i progressi avvenuti negli ultimi tre anni nella costruzione di elementi costitutivi degli apparecchi di televisione.

Il libro si presenta in veste tipografica nitida, tale da renderne gradevole la lettura. *Sch.*

*

La radio nella vita della nazione. Numero unico, in occasione della VI Mostra Nazionale della Radio, edito a cura del Gruppo Costruttori Apparecchi Radio. — Settembre 1934. — Milano, Foro Bonaparte, 16. — Un fascicolo di 90 pagine, con 46 figure. — Prezzo L. 5.

Con questa pubblicazione il Gruppo Costruttori Apparecchi Radio ha attuato il programma di raccogliere in una serie di monografie un quadro, per quanto è possibile completo, dei vari aspetti che la radio assume nella vita della nazione.

Una rapida scorsa ai nomi degli autori ed ai titoli dei singoli contributi è già di per se stessa bastevole a mettere in luce l'interesse del fascicolo: R. Norsa: Sguardo generale alla radio. - G. Pession: I servizi radioelettrici di Stato. - L. Sacco: I servizi radio nel R. Esercito. - S. Rosani: I servizi radio della R. Marina. - A. Marino: Radio ed Aeronautica. - G. Montefinale: La radio sulle navi mer-

cantili e sugli aeroplani civili. - V. Gori : I grandi servizi radio commerciali. - R. Chiodelli : La radiodiffusione. - E. Marchesi : Gli scopi e l'opera dell'Ente Radio Rurale. - G. Todesco : L'insegnamento superiore delle discipline radiotecniche in Italia. - G. Barbera : La volgarizzazione della radiotecnica e gli sviluppi dei relativi insegnamenti. - M. Boella : L'industria degli apparecchi radioriceventi. - C. Matteini : L'industria dei tubi elettronici. - M. Cambi : Il commercio radio. - A. Banfi : Radiovisione. - G. Sacerdote : Le applicazioni della elettroacustica. - C. Pistoia : La cellula fotoelettrica e le sue moderne applicazioni.

Ogni contributo fornisce un'efficace e rapida informazione dell'argomento preso a trattare e l'insieme dell'opera attua felicemente lo scopo proposto.

Il fascicolo si presenta in elegante veste tipografica e con numerose e nitide ilustrazioni; sarà indubbiamente apprezzato da tutti i cultori della radiotecnica, ed in ispecie da quelli che si compiacciono di sintetici sguardi d'insieme. *A. Br.*

*

D. Russo. — *Il cinema sonoro.* — G. Puglisi, Messina, 1934. — Un volume di 29 pagine, con 6 figure. — Prezzo L. 5.

Si espongono in forma semplice ed elementare i principi informativi della presa e della registrazione sonora; si richiamano le proprietà acustiche cui devono soddisfare teatri di presa e sale di proiezione, e le principali caratteristiche dei microfoni e degli altoparlanti. *G. Sac.*

*

A. Foch. — *Acoustique.* — A. Colin, Paris, 1934. — Un volume di 210 pagine, con 67 figure. — Prezzo Fr. 10,50.

In questo volume, che appartiene alla nota collezione Colin, vengono esposti con chiarezza e semplicità i principi meccanici, fisici e matematici dell'acustica, con un cenno alle questioni di carattere applicativo.

I primi capitoli sono dedicati alla cinematica dei corpi vibranti, alle proprietà dei moti sinoidali e ondosi, alle vibrazioni libere e a quelle forzate. Particolare interesse offre il capitolo dedicato alle oscillazioni di rilasciamento, delle quali si espongono le caratteristiche di stabilità e di sincronizzazione e si comparano le proprietà con quelle delle oscillazioni di natura elastica. I successivi capitoli, dedicati alla dinamica, portano alla deduzione delle equazioni di propagazione ed alle immediate conseguenze di esse. Esposti in modo sommario i principi dell'acustica fisiologica e della tecnica delle misure acustiche, l'ultima parte del volume svolge, seguendo lo schema classico, la teoria delle corde, verghe, membrane e piastre vibranti, riportando numerosi esempi di applicazioni, e la teoria dei risonatori, dei suoni dovuti a moti vorticosi e delle vibrazioni delle colonne d'aria.

Tale svolgimento della parte fondamentale dell'acustica nei suoi elementi essenziali mette il lettore nella condizione di poter affrontare ben preparato questioni speciali e problemi particolari, che si presentino nel medesimo campo di studi. *G. Sac.*

*

E. WAETZMANN. — *Technische Akustik.* Erster Teil. — Akademische Verlagsgesellschaft, Leipzig, 1934. — Un volume di XVI-538 pagine, con 245 figure e 16 tabelle, legato. — Prezzo M. 44.

Questa opera, che costituisce il volume XVII del « Manuale della fisica sperimentale », tratta l'acustica tecnica; solo la prima parte è finora apparsa. Essa è quanto di più aggiornato e completo possa oggi trovare chi si interessa di elettroacustica sperimentale.

Le lunghe trattazioni teoriche sono state quasi dappertutto soppresse, rimandando per esse alle fonti, ma al tempo stesso, per molte relazioni matematiche riportate nel testo, è indicata la via che permette di ricavarle. La rappresentazione dei fenomeni è largamente illustrata con l'aiuto di grafici che rendono agevole ed immediata la possibilità di ben afferrarne l'andamento.

Il volume è diviso in sei capitoli redatti in tutto od in parte da diversi autori (Fischer, Geffcken, Hecht, Heisig, Lübke, Meyer, Schuster, Stenzel, Strutt) e vi sono riepilogate tutte le ricerche di sperimentatori tedeschi e stranieri compiute negli ultimi anni.

Nel primo capitolo sono esposti i fondamenti teorici dell'acustica e della meccanica, con speciale riguardo a quei casi che sono considerati nelle successive applicazioni.

Segue un capitolo dedicato alle misure acustiche, in particolar modo interessante, perchè vi si descrivono tutti i dispositivi oggi in uso per la determinazione delle grandezze e delle proprietà dei materiali inerenti ai fenomeni acustici.

Il terzo capitolo tratta diffusamente degli apparecchi ricevitori e trasmettitori, cioè di microfoni, telefoni ed altoparlanti. In esso sono descritti gli usi, le proprietà ed i metodi di taratura di ciascun apparecchio.

Nel capitolo seguente è esposta una teoria dei trasformatori di energia acustica in elettrica e viceversa. In questo lavoro, completamente originale e dovuto a H. Hecht ed a F. A. Fischer, sono studiati tutti gli apparecchi ricevitori e trasmettitori che si usano in pratica e, pur essendo le singole trattazioni svolte separatamente, ne risulta un quadro d'insieme dello studio dei trasformatori elettroacustici, comparabile con quello che si può oggi ottenere coordinando tutta la materia dei quadripoli elettrici.

Dagli stessi AA è poi trattato, nel capitolo quinto, l'argomento delle applicazioni relative alla propagazione del suono nei mezzi liberi, con speciale riguardo alle proprietà direttive, alla trasmissione ed alla ricezione dei segnali.

L'ultimo capitolo raccoglie le notizie relative all'acustica degli ambienti. Vi sono diffusamente trattati i problemi della intelligibilità, della riverberazione, dell'assorbimento sonoro, ed infine quelli della costruzione di nuovi ambienti e del miglioramento, nei riguardi delle proprietà acustiche, di ambienti già costruiti.

Una copiosa ed aggiornata bibliografia completa il volume. Accuratissima la presentazione tipografica, nitide e chiare le numerose figure.

E. P.

BREVETTI

Filtri elettrici.

Brevetto italiano n. 313791 (W. Cauer, Göttingen). - Patente dal 5-12-1931. - Pubblicato l'8-1-1934. - Diritto di priorità dal 6-12-1930 (S. U. A.).

Il brevetto contempla un procedimento matematico, ideato dall'A per ottenere col minimo numero di elementi elettrici costitutivi (induttanze e capacità) un filtro elettrico che soddisfi a proprietà prestabilite. Per la conoscenza particolareggiata del metodo e delle sue formule risolutive si deve fare riferimento ad altre pubblicazioni (1); qui ci si limita ad esporre soltanto i concetti informativi del metodo.

L'A ha considerato filtri simmetrici, costituiti da quadripoli a treccia o a ponte (fig. 1). Le impedenze generiche Z_1, Z_2 possono essere formate in generale da elementi antirisonanti in cascata (e cioè

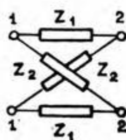


Fig. 1.

da una serie di induttanze e di capacità in parallelo fra loro), oppure da un insieme di elementi risonanti in parallelo (ciascuno costituito da un'induttanza in serie con una capacità). Per qualsiasi combinazione, le impedenze complesse Z_1 e Z_2 risultano funzioni razionali fratte scomponibili di una variabile $\lambda = j\omega = j 2\pi f$, essendo f la frequenza generica considerata; esse contengono inoltre i seguenti parametri funzioni dei valori degli elementi elettrici costitutivi del filtro: le pulsazioni limiti del filtro, le pulsazioni risonanti e le pulsazioni antirisonanti dei circuiti elementari.

Note a priori tali funzioni, il Cauer introduce quindi le funzioni $\sqrt{Z_2/Z_1}$ e $\sqrt{Z_1 \cdot Z_2}$, la prima delle quali esprime il comportamento dell'attenuazione e la seconda il comportamento dell'impedenza caratteristica del filtro, per tutte le frequenze. Viceversa, è evidente che se, in base a considerazioni che seguiranno, si riescono a stabilire con valori numerici le funzioni $\sqrt{Z_2/Z_1}$ e $\sqrt{Z_1 \cdot Z_2}$, sarà possibile ricavare le funzioni Z_2 e Z_1, e quindi determinare gli elementi

(1) W. Cauer: Siebschaltungen - V.D.I., Berlin, 1931.
E. Glowatzki: Entwurf und Beispiele symmetrischer Siebschaltungen nach der Methode von W. Cauer - E.N.T., 1933, X, p. 377 e 404.

elettrici costitutivi delle impedenze Z_1 e Z_2 in modo da soddisfare alle relative equazioni.

Ciò premesso, il Cauer classifica i vari tipi di filtri (passa-basso, passa-alto, passa-banda ed arresto di banda) in base alla forma ed al grado delle funzioni $\sqrt{Z_2/Z_1}$, $\sqrt{Z_1 \cdot Z_2}$. Per ciascuna classe è possibile dedurre quali siano l'andamento della impedenza caratteristica nella zona di attraversamento e l'andamento dell'attenuazione nella zona di sbarramento del filtro.

Si possono allora stabilire certi altri parametri, detti parametri del Tschebyscheff, che permettono di dedurre quale debba essere la classe minima del filtro (il quale conterrà così il minimo numero di elementi elettrici e quindi risulterà il più economico), ed anche quali sono i valori delle frequenze limiti, delle frequenze di risonanza e delle frequenze di antirisonanza — frequenze che definiscono numericamente le funzioni sopra ricordate $\sqrt{Z_2/Z_1}$ e $\sqrt{Z_1 \cdot Z_2}$ — date le seguenti condizioni fondamentali del problema:

— il valor medio dell'impedenza caratteristica nella zona di attraversamento,

— lo scarto percentuale massimo tollerabile dell'impedenza caratteristica entro due limiti prefissati contenuti nella zona di attraversamento,

— il valore minimo tollerabile dell'attenuazione entro due limiti prefissati nella zona di sbarramento.

Restano allora numericamente stabilite le funzioni dell'impedenza caratteristica e dell'attenuazione, si deducono di conseguenza le funzioni Z_1 e Z_2, ed infine si determinano gli elementi elettrici che permettono di attuarle praticamente. *M. S.*

Sistema oscillatore-rettificatore per apparecchi radioriceventi.

Brevetto italiano n. 314006 (Hazeltine Corporation, Jersey City). - Patente dall'8-4-1933. - Pubblicato il 13-1-1934. — Diritto di priorità dal 9-4-1932 (V. E. Whitman, S. U. A.).

Con i ricevitori a supereterodina, dotati di uno stadio oscillatore e contemporaneamente rettificatore, non si è finora riusciti ad ottenere una sensibilità costante per l'intiera gamma delle frequenze ricevute. A parte il fatto che la tensione oscillante prodotta localmente tende ad aumentare di ampiezza col crescere della frequenza, si osserva che il circuito interno accordato dell'oscillatore locale eroga energia sul circuito sintonico di griglia del medesimo stadio: quest'ultimo circuito è generalmente accordato su una frequenza più alta (la frequenza dell'onda captata dal ricevitore), e perciò costituisce, rispetto al primo circuito, un carico capacitivo. La f.e.m. indotta nel circuito di griglia dal circuito oscillatorio interno agisce di conseguenza su un carico costituito da due capacità in serie: la capacità equivalente del circuito sintonico di griglia, variabile con la frequenza di accordo, e la capacità interna costante del tubo elettronico fra griglia e catodo. In definitiva la tensione di autooscillazione agente fra la griglia ed il catodo varia perciò fortemente colla frequenza.

Ad evitare tale inconveniente, si propone, secondo il ritrovato, l'impiego di particolari circuiti, mediante i quali si neutralizza l'effetto della capacità interna griglia-catodo e si rende costante la tensione oscillante ai capi del circuito accordato di autooscillazione. Contemporaneamente si ottiene il notevole vantaggio di sopprimere

l'irradiamento da parte dell'antenna del ricevitore, senza dover ricorrere ad altri stadi separatori intermedi ad alta frequenza.

Come risulta dalla fig. 1, il segnale, captato dall'antenna, viene esaltato nel circuito oscillatorio 1 ed applicato tra la griglia ed il catodo del tubo elettronico 3, attraverso la resistenza 2. Quest'ultima è percorsa dalla corrente anodica dello stadio, e perciò determina

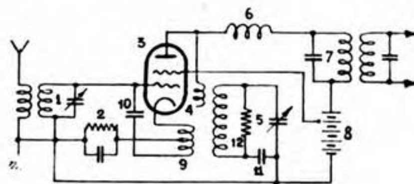


Fig. 1.

la polarizzazione di griglia necessaria per farlo funzionare in rettificazione. Il circuito anodico presenta due vie: una, per le oscillazioni di alta frequenza, costituita da una bobina 4 ad estremo isolato, capacitivamente accoppiata al circuito oscillatorio 5, accordato sulla frequenza dell'autooscillazione locale; l'altra formata da una bobina 6 di arresto dell'alta frequenza, da un circuito oscillatorio 7 accordato sulla media frequenza costante, ed infine da una sorgente anodica 8. Il circuito oscillatorio locale 5 reagisce sul circuito di entrata per mezzo della parte superiore dell'induttanza 9 di accoppiamento, mentre la parte inferiore della stessa induttanza serve, insieme col condensatore 10, a neutralizzare l'effetto della capacità interna griglia-catodo. Il condensatore fisso 11 serve per stabilire il comando unico dei condensatori variabili dei circuiti 1 e 5.

Siccome, col crescere della frequenza di accordo, aumentano sia l'induttanza del circuito oscillatorio 5, sia gli accoppiamenti fra l'induttanza medesima e le induttanze 4 e 9, così ai capi del circuito oscillatorio 5 si ottengono tensioni oscillanti crescenti con la frequenza. La resistenza di smorzamento 12 compie l'ufficio di limitare il valore della tensione.

Se si osserva il circuito di entrata dello stadio, schematizzato come risulta nella fig. 2, si riconosce subito che le due frequenze

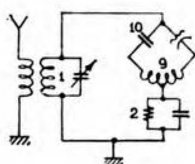


Fig. 2.

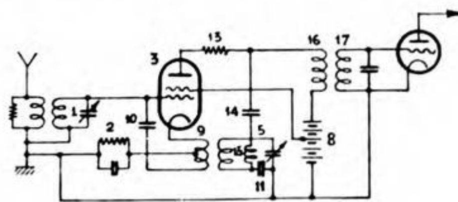


Fig. 3.

rimangono applicate alla griglia una indipendentemente dall'altra, e che sull'antenna l'oscillazione locale, proveniente dall'induttanza 9, non determina alcun irradiamento.

Lo stesso scopo si raggiunge anche mediante il circuito rappresentato nella fig. 3. I circuiti di entrata sono identici a quelli della

fig.2 . Il circuito anodico invece, a valle della resistenza 13 di smorzamento, si divide secondo due vie: la prima comprende un condensatore 14, un'induttanza 15 accoppiata all'induttanza del circuito oscillatorio 5, ed un condensatore 11 facente parte dello stesso circuito allo scopo di stabilire il comando unico dei condensatori variabili; la seconda è costituita dall'induttanza 16, accoppiata al circuito 17 accordato sulla media frequenza del ricevitore, e dalla sorgente anodica. L'insieme del circuito formato dalle induttanze 15 e 16 e dai condensatori 11 e 14 è a sua volta accordato sulla frequenza intermedia.

Il circuito oscillatorio 5 è così doppiamente accoppiato al circuito anodico, una volta per mezzo dell'induttanza 15, ed una seconda volta per mezzo del condensatore 11: è possibile allora studiare il proporzionamento dei vari elementi elettrici del circuito in modo tale da ottenere nel circuito accordato di autooscillazione 5 una tensione oscillante costante al variare della frequenza. *M. S.*

Perfezionamenti ai radioricevitori a supereterodina.

Brevetto italiano n. 314218 (Radio Corporation of America, New York). - Patente dal 22-4-1933. - Pubblicato il 20-1-1934. - Diritto di priorità dal 21-4-1932 (D. Grimes, S. U. A.).

E' noto come per varie ragioni sia stato finora impossibile ottenere dai ricevitori a supereterodina una sensibilità uniforme per tutta la gamma delle frequenze: le variazioni vanno ricercate principalmente nello stadio rettificatore ad alta frequenza [1].

E' stato osservato come, col variare della frequenza, varia in generale la corrente anodica dell'oscillatore locale; in base a ciò

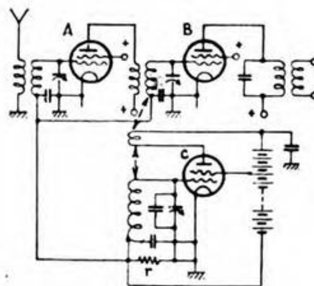


Fig. 1.

si propone, secondo il ritrovato, un sistema automatico di compensazione il quale varia la resa del ricevitore in funzione della frequenza di accordo.

Allo scopo (fig. 1) il circuito anodico del tubo oscillatore *C* comprende una resistenza *r*, attraverso la quale la corrente anodica produce una caduta di tensione variabile con la frequenza. Tale caduta di tensione viene adoperata per variare la polarizzazione di gri-

[1] Vedi il brevetto italiano n. 314006 sul medesimo argomento.

glia di uno o di ambedue gli stadi *A* di amplificazione e *B* di rettificazione ad alta frequenza.

Anzichè in parallelo a una parte del circuito oscillatorio, la re-

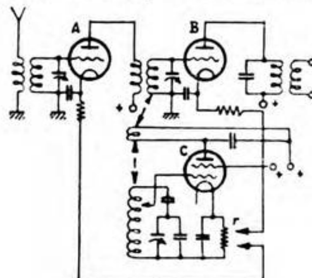


Fig. 2.

sistenza *r* può venir disposta in serie (fig. 2). E' opportuno adoperare un potenziometro per ottenere una regolazione più accurata.

M. S.

Sistema di trasmissione telegrafica multiplex.

Brevetto italiano n. 314288 (Radio Corporation of America, New York). - Patente dal 12-4-1933. - Pubblicato il 22-1-1934. - Diritto di priorità dal 13-4-1932 (R. E. Mathes, S. U. A.).

E' noto come nei collegamenti radiotelegrafici sia generalmente preferito il codice telegrafico Morse, a segnali di lunghezze disuguali. Tale fatto ha finora ostacolato l'impiego di trasmissioni multiple, perchè i sistemi multipli noti sono applicabili soltanto a codici telegrafici a segnali di lunghezze uniformi (tipo codici a cinque emissioni ed analoghi).

Il presente ritrovato riguarda un sistema di trasmissione multipla, applicabile in genere a qualsiasi collegamento telegrafico, su filo o per radio, coll'impiego di codice Morse. Il ritrovato ha anche per oggetto uno speciale sistema ricevente, a tubi elettronici, mediante il quale le correnti necessarie al sincronismo vengono ricavate dagli stessi segnali.

In particolare si descrive qui il sistema relativo ad una trasmissione in duplice.

Alla trasmissione si dispone di due macchine telegrafiche, del tipo Wheatstone od analoghe, comandate da un unico motore, e quindi soggette rigorosamente alla stessa velocità di movimento. I segnali telegrafici (diagrammi 1 e 2 della fig. 1), emessi dalle macchine, attraversano un distributore meccanico, anch'esso comandato in sincronismo insieme con le macchine, il quale lascia passare gli impulsi telegrafici, verso il trasmettitore, soltanto per frazioni di tempo eguali alla metà della durata di un punto (il che corrisponde a una frequenza pari alla velocità di trasmissione telegrafica espressa in baud) e sfalsate fra loro per le due emissioni. Nei diagrammi 3 e 4 sono segnati gli impulsi, dovuti alle due trasmissioni 1 e 2, che il distributore lascia passare verso il trasmettitore. A valle del distributore gli impulsi si sommano: il trasmettitore vero e proprio risulta perciò manipolato secondo i segnali rappresentati dal diagramma 5. Il diagramma 6 mostra i segnali emessi dal trasmettitore.

Dal ricevitore A (fig. 2) si ottengono i segnali a bassa frequenza, rappresentati ancora dal diagramma 6. Tali segnali vengono rettificati nello stadio rettificatore B, ai capi della cui resistenza di carico anodico si ottengono gli impulsi telegrafici globali secondo il diagramma 5. Questi impulsi agiscono sullo stadio C di accoppiamento, la cui polarizzazione di griglia è regolata in maniera che in assenza di segnale la resistenza di carico anodico sia percorsa da corrente,

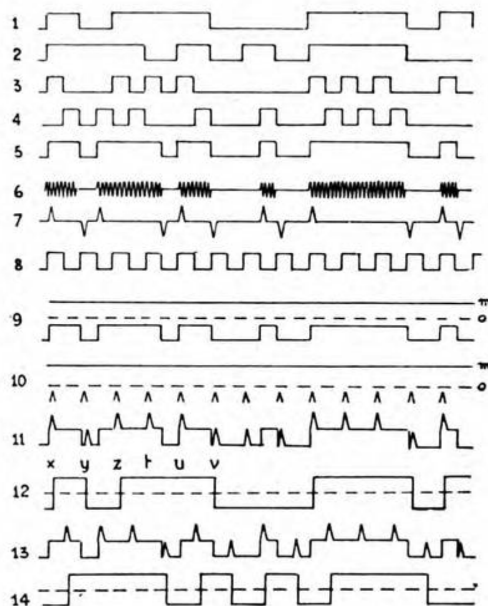


Fig. 1.

mentre l'arrivo del segnale determina l'annullamento della corrente stessa. Ad ogni cambiamento di regime, attraverso il condensatore c vengono trasmessi brevissimi impulsi di senso positivo all'arrivo del segnale e negativo al cessare del segnale (diagramma 7). L'induttanza l determina un leggero ritardo, come risulta nel diagramma.

Gli impulsi così generati comandano la fase delle vibrazioni di un multivibratore D, mantenendole quindi sincrone col ritmo stesso dei segnali. Il multivibratore può essere del noto tipo a due tubi elettronici, con capacità inserite fra la griglia di un tubo e l'anodo dell'altro, e con carichi anodici di pure resistenze. Il multivibratore è di per sè regolato in modo da dare impulsi oscillatori a punta, sotto il comando proveniente dal tubo di accoppiamento, con frequenza pari alla velocità di trasmissione espressa in baud (diagramma 8).

Gli impulsi comandati dal multivibratore agiscono su due tubi E, F attraverso i condensatori c' e c''. Il tubo E ha una polarizzazione costante, leggermente più negativa del potenziale di interdizione del tubo, così che, al provenire degli impulsi, si ottengono impulsi di corrente anodica, il cui valor massimo vale circa la metà

della corrente anodica corrispondente alla tensione di griglia nulla. Il tubo *F* ha invece una polarizzazione variabile, dovuta alla sovrapposizione di una tensione costante e di una tensione variabile col ritmo dei segnali ricevuti.

A tale scopo lo stadio *G* è azionato in parallelo con lo stadio di accoppiamento *C*, ed è pure soggetto alla medesima regolazione. In assenza di segnale, la corrente anodica di *G* attraverso la resistenza *r* determina un aumento di polarizzazione negativa dello stadio *F*. In queste condizioni il tubo *F* ha una tensione di griglia ancora più negativa di quella del tubo *E*, ed il sovrapporsi degli impulsi provenienti dal multivibratore non determina il passaggio della corrente anodica. Al sopraggiungere del segnale, si annulla la corrente anodica di *G*, e la polarizzazione di *F* cresce fino ad avvicinarsi al valore del potenziale di interdizione del tubo. Al sopraggiungere degli

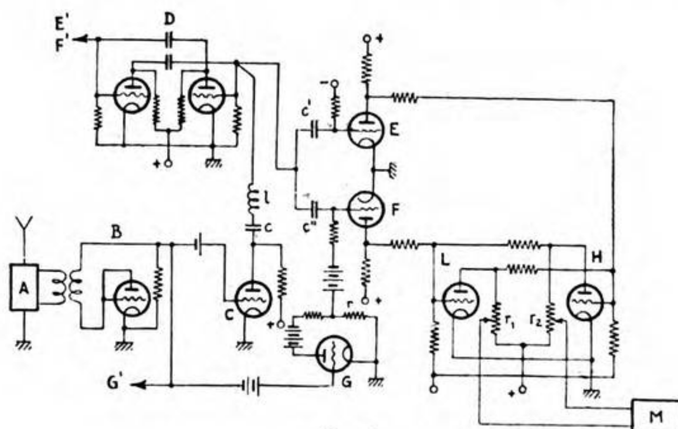


Fig. 2.

impulsi provenienti dal multivibratore, sorgono corrispondenti impulsi di corrente anodica, il cui valor massimo corrisponde prossimamente a quello relativo alla tensione di griglia nulla. In definitiva, soltanto durante i tratti utili della segnalazione complessiva, si verificano impulsi anodici nello stadio *F*, con ampiezza superiore a quelli permanenti ottenuti nello stadio *E*.

Il diagramma 9 rappresenta l'andamento della tensione di griglia del tubo *F*, essendo *m* la linea base ed *o* la linea del potenziale di interdizione. Il successivo diagramma 10 rappresenta gli impulsi provenienti dal multivibratore, e finalmente il diagramma 11 indica l'andamento della tensione globale di griglia del tubo *F*.

Gli impulsi anodici di *E* e di *F* comandano a loro volta un circuito di arresto, del noto schema ad altalena, comprendente i due tubi elettronici *L* ed *H*, i cui carichi anodici e di griglia sono puramente ohmici. E' noto che in un circuito siffatto un tubo eroga corrente anodica mentre l'altro rimane automaticamente bloccato per effetto delle tensioni sviluppate lungo le resistenze dalla stessa corrente anodica. Tale equilibrio elettrico del circuito rimane stabile finchè sulla griglia del tubo bloccato non arrivi un impulso positivo di tensione tale da sbloccarlo forzatamente : esso, prevalendo, blocca

allora l'altro. Gli impulsi di comando sono appunto quelli provenienti dagli stadi *E* ed *F*.

All'inizio il tubo *L* è sbloccato, mentre *H* è bloccato. All'istante *x* prevale l'impulso determinato da *F* (diagramma 11). *L* si blocca ed *H* si sblocca. Ciò dura fino all'istante *y*, quando *E* manda un impulso, mentre *F* non dà nulla. Si rovescia allora l'equilibrio del circuito d'arresto. All'istante *z* si ripete il giuoco come all'istante *x* ed il nuovo equilibrio perdura negli istanti *t* ed *u* perchè gli impulsi di *F* prevalgono sempre su quelli di *E*. All'istante *v*, di nuovo *L* si sblocca ed *H* si blocca. E così via.

Dagli attacchi potenziometrici delle resistenze r_1, r_2, collegate agli anodi di *L* ed *H*, si deriva un circuito percorso da correnti il cui senso si rovescia ad ogni inversione di equilibrio del circuito di arresto. Come si osserva nel diagramma 12, le correnti riproducono fedelmente la prima delle segnalazioni trasmesse (diagramma 1). Esse possono allora azionare utilmente l'apparecchio registratore *M*.

Analogamente gli impulsi di senso contrario ottenuti dall'altro lato del multivibratore *D* mettono in funzione un analogo complesso di stadi E', F', G', H', L', capaci di azionare il secondo registratore M' (complesso non segnato in figura). Come è facile verificare, il diagramma 13 rappresenta l'andamento della tensione di griglia del tubo F' (corrispondente ad *F*). Di conseguenza il registratore M' è percorso da correnti il cui andamento è quello del diagramma 14, che corrisponde fedelmente alla seconda trasmissione (diagramma 2).

M. S.

-- NUOVI APPARECCHI --

Nuovo tipo di traslatore di giunzione da 3 a 2 fili per centrali telefoniche automatiche urbane.

GUGLIELMO GINOCCHIO

1. - Premessa.

Nelle grandi centrali urbane policentriche i fasci delle linee di giunzione frà centrale e centrale gravano per una percentuale rilevante sul costo dell'intera rete. Ad esempio, dall'esame del piano generale della rete di giunzione urbana di Milano (fig. 1), si rileva come questa

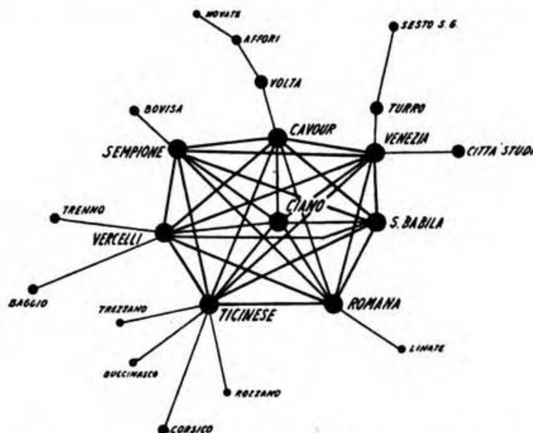


Fig. 1. — Piano generale delle giunzioni fra le centrali urbane di Milano.

si componga di 46 fasci; il numero totale delle linee è di 4656 e la loro lunghezza complessiva si aggira intorno a 15.000 km, con una lunghezza media per ciascuna linea di circa 3,2 km. Queste linee sono composte di tre fili: i due fili principali (detti filo *a* e filo *b*) hanno l'ufficio di provvedere al passaggio sia degli impulsi di selezione, sia della corrente di conversazione; il terzo filo *c* ha i seguenti scopi principali:

a) *portare il potenziale di prova*, ossia la polarità che distingue la linea libera da quella occupata;

b) *portare la corrente di tenuta*, ossia la corrente che mantiene attratti i relè dell'organo (o selettore) associato alla linea stessa, finchè

dura la comunicazione, ed alla cui interruzione la linea ritorna a riposo.

Il terzo filo partecipa alle varie fasi della comunicazione con esigenze elettriche non facilmente conciliabili con quelle che interessano i fili *a* , *b*; per un certo tempo, quindi, lo si ritenne necessario. Ma quando si trattò di collegare centrali satelliti assai distanti dalla propria centrale nodale, tornò a presentarsi come molto opportuno il provvedimento di diminuire il grave onere del fascio di giunzione, usando, ove fosse possibile, linee bifilari anzichè trifilari. L'eliminazione del terzo filo, già in atto da parecchi anni per lunghe giunzioni, è stata ottenuta con l'impianto di due organi (posti alle due estremità della linea), il cui complesso costituisce appunto il così detto *traslatore di giunzione 3 - 2 fili*.

2. - Impiego del traslatore.

Il traslatore viene introdotto allo scopo di risparmiare il terzo filo; risolto il problema tecnico, la questione del suo impiego diventa unicamente economica. Sarà conveniente installare il traslatore solo quando esso costi meno, per impianto ed esercizio, del terzo filo; quanto più piccola è la lunghezza di tronco per cui si verifica tale convenienza, altrettanto più larghe riusciranno la possibilità d'impiego del nuovo sistema e l'economia effettuabile nella rete di giunzione.

Le ricerche dirette in tale senso hanno portato al risultato che il traslatore 3 - 2 fili, il quale in passato s'impiegava soltanto nelle lunghe giunzioni rurali o suburbane, è stato ora introdotto con vantaggio anche nelle giunzioni urbane di media e breve lunghezza.

Le varie ditte costruttrici di centrali telefoniche automatiche hanno risolto praticamente il problema con dispositivi che differiscono tra loro solo per piccoli particolari di circuito: dispositivi però che anche nei traslatori unidirezionali richiedono sempre un considerevole numero di relè, per modo che la loro convenienza, ad esempio nelle reti urbane, si fa sentire solo per giunzioni più lunghe in media di 4 km.

La S.T.I.P.E.L., che pure aveva ed ha in servizio parecchi tipi di tali traslatori, ha sentito l'opportunità di studiare una soluzione più economica, per giunzioni urbane unidirezionali, adatta per centrali tipo Siemens e Halske. Studi ed esperienze hanno condotto a un tipo di traslatore 3 - 2 fili con due soli relè, invece dei sei normalmente fin qui impiegati, con una rilevante economia di spese d'impianto e di esercizio. Tale traslatore, già in funzione da tempo nella rete di Milano, ha fornito ottimi risultati. Ne daremo più oltre le principali caratteristiche.

3. - Linee di giunzione e criteri di eliminazione del terzo filo.

Sempre riferendoci a reti policentriche tipo Siemens e Halske (quali sono quelle di Roma, Milano, Torino, Genova, ed altre) ricordiamo brevemente le funzioni delle linee di giunzione.

La fig. 2 ne indica il principio generale di collegamento: la linea è occupata dall'abbonato della centrale *A*, non appena questi abbia combinato la cifra corrispondente alla centrale *B*; la linea è quindi sede delle seguenti operazioni:

1ª) *Prova*: controllo elettrico che il II selettore di gruppo sia libero e pronto a funzionare. Tale operazione si svolge sul filo *c*.

2ª) *Blocco*: predisposizione del II selettore di gruppo a ricevere i comandi successivi, e protezione contro l'eventuale occupazione della linea da parte di un altro I selettore di gruppo. Il filo *c* viene connesso al polo positivo della batteria attraverso un relè di bassa resistenza nel I selettore di gruppo, ed al polo negativo attraverso un relè di alta resistenza nel II selettore di gruppo.

3ª) *Transito degli impulsi di selezione.* Gli impulsi propriamente detti percorrono il filo *a*; essi sono di polarità positiva, di fre-



Fig. 2. — Schema del collegamento a 3 fili fra due centrali urbane.

quenza 10 hertz circa, e in numero corrispondente alla cifra combinata dall'abbonato. Ad ogni treno di impulsi, sul filo *b* transita un lungo impulso negativo destinato a dirigere il movimento dei successivi selettori, dopo ciascuna cifra comandata; nessuna variazione avviene sul filo *c* in questa fase.

4ª) *Conversazione.* Si svolge sui fili *a* e *b*, mentre il filo *c* mantiene il blocco.

5ª) *Transito dei segnali di conteggio.* Anche questi segnali interessano soltanto i fili di conversazione *a* e *b*; consistono nell'applicazione di una polarità positiva al filo *a* e di una negativa al filo *b*, effettuata dal selettore finale a seconda del bisogno.

6ª) *Liberazione del II selettore di gruppo alla fine della comunicazione.* Questa operazione deve effettuarsi all'atto in cui il I selettore di gruppo è a sua volta liberato dall'abbonato, e consiste nella rottura del circuito di tenuta che si chiude attraverso al filo *c*.



Fig. 3. — Schema del collegamento a 2 fili fra due centrali urbane.

Si vede pertanto che le operazioni che interessano il filo *c* sono la 1ª, 2ª e 6ª, epperò per eliminare detto filo bisogna poterne affidare le funzioni agli altri due *a*, *b*, impiegando opportuni accorgimenti. La fig. 3 dà lo schema della giunzione dopo l'applicazione del traslatore 3 - 2 fili.

Le operazioni 1ª e 2ª sono facilmente effettuabili anche abolendo il terzo filo *c*, perchè i fili *a* e *b* di conversazione o sono liberi (come nella 1ª) o non sono ancora strettamente necessari (come nella 2ª). Le difficoltà più gravi da superare sono nell'operazione 6ª (liberazione del II selettore di gruppo alla fine della conversazione).

Qui i costruttori hanno utilizzato dapprima corrente continua a tensione doppia della normale, poi corrente alternata con condensatori e infine corrente alternata con lampada al neon (fig. 4 *a*, *b*, *c*).

Esaminiamo questo ultimo caso: la lampada al neon ha la proprietà di innescarsi per una tensione di accensione superiore a un determinato valore (70 volt, nel tipo correntemente usato), permettendo soltanto allora il passaggio della corrente. Essa quindi, mentre

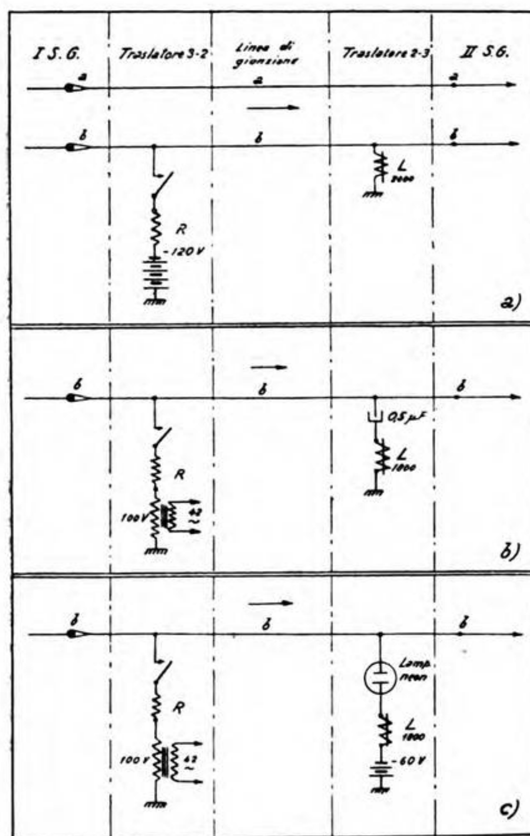


Fig. 4. — Sistemi per il comando del disinnesto sul filo *b*:
a) con corrente continua a 120 V; *b*) con corrente alternata e condensatore; *c*) con corrente alternata e lampada al neon.

nelle condizioni normali del circuito (per le quali non è innescata) non lascia che la corrente continua passi, una volta innescata non impedisce più tale passaggio, ma si comporta come una resistenza con particolari caratteristiche. Da questo modo di funzionare si trae profitto nel traslatore, con uno schema come quello di fig. 4 *c*. Nella fig. 5 si può seguire l'andamento della corrente che — in un circuito analogo al sistema lampada-relè di disinnesto — si legge al

milliamperometro *A*, in funzione della tensione a 42 hertz applicata alla lampada, in serie con la differenza di potenziale continua e costante di 60 volt.

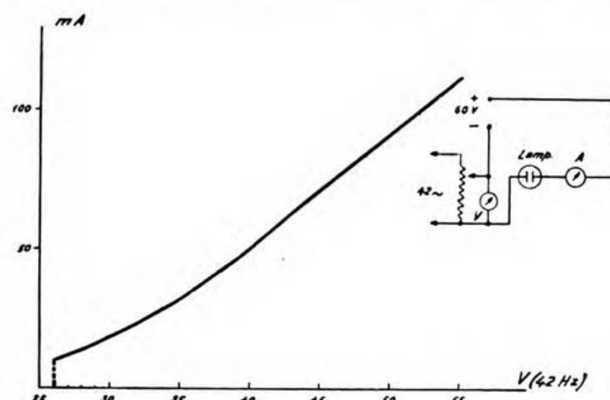


Fig. 5. — Caratteristica della lampada al neon nel circuito di lavoro: la lampada si innesca con una tensione alternata di 26 V in serie a quella continua di 60 V.

4. - Traslatore S.T.I.P.E.L.-Ginocchio.

Passiamo ora a descrivere brevemente il circuito del traslatore 3-2 fili di cui ci occupiamo (fig. 6).

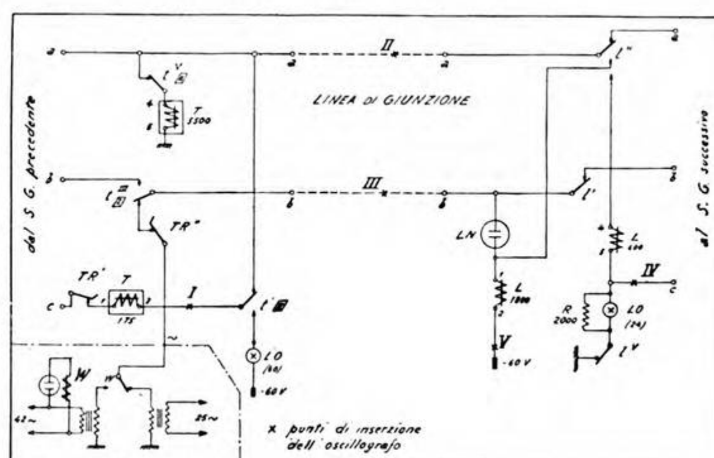


Fig. 6. — Schema di principio del traslatore 3-2 fili.

Il traslatore è così costituito:

a) *Traslatore di uscita*: un relè *T* (con due avvolgimenti rispettivamente di 5500 e 175 ohm) a doppia attrazione; un tasto a due

contatti TR' TR'' di esclusione; una resistenza a lampada *LO*. Inoltre nel telaio vi sono due trasformatori alimentati l'uno dalla rete stradale (servizio normale), l'altro dal gruppo di chiamata della centrale (servizio di riserva), con un relè *W* di scambio.

b) *Traslatore di entrata*: un relè *L* (con due avvolgimenti rispettivamente di 1800 e 400 ohm); una lampada al neon *LN*; una resistenza *R* di 2000 ohm; una resistenza a lampada *LO*.

In condizioni di riposo il relè *T* è permanentemente eccitato al primo grado insieme con *L* attraverso al circuito (che indichiamo convenzionalmente con 1): terra, *T* 5500, t^{V} (II), filo *a*, l''', *L* 1800, batteria; e, in parallelo (a partire da l'''), *L* 400, filo *c*, batteria nel selettore successivo.

Il blocco avviene per la via seguente: terra nel selettore precedente, filo *c*, *T* 175, t'(II), filo *a*, l''', *L* 400, filo *c*, batteria nel selettore seguente.

Il relè *T* si eccita a fondo e si mantiene attraverso al proprio contatto t'(II); contemporaneamente, per l'apertura di t^{V}(II), si apre il il circuito 1, per cui *L* cade. Il contatto l^{V} mantiene il blocco al selettore successivo, mentre l''' connette il filo *a* di linea al filo *a* del selettore stesso. In tale condizione avvengono la trasmissione degli impulsi e la conversazione.

All'atto del disinnesto, *T* 175 non è più percorso da corrente per l'apertura del circuito relativo nel selettore precedente; *T* si diseccita e, a mezzo del contatto t'''(I), invia la corrente alternata sul filo *b*. *L* allora si eccita attraverso alla lampada e si mantiene quindi eccitato attraverso al circuito 1, mentre *T* si rieccita al primo grado. Il selettore seguente è liberato dall'apertura di l^{V}.

L'invio della corrente alternata è reso sicuro dal fatto che *T*, mancando corrente nell'avvolgimento di 175 ohm, deve certamente cadere a fondo prima di rieccitarsi con l'avvolgimento di 5500 ohm, perchè questi due avvolgimenti sono montati in opposizione. Il relè *T* è ritardato allo scopo di permettere il passaggio del conteggio.

E' da notare che, nel caso in cui venga escluso il selettore seguente, il blocco della linea non può più aver luogo, essendo la resistenza di *L* 1800 troppo elevata. L'avvolgimento *L* 400 ha lo scopo di rinforzare il campo generato da *L* 1800; infatti quest'ultimo avvolgimento è, nell'eccitazione a corrente continua, insufficiente a mantenere l'attrazione dell'àncora, essendo in parallelo al circuito di resistenza molto minore l''', *L* 400, filo *c*, relè di occupazione nel selettore seguente.

5. - Studio oscillografico del traslatore.

Presso il Laboratorio della Istituzione C. Erba di Milano è stata eseguita con l'oscillografo una verifica del funzionamento del traslatore in questione: inserendo i circuiti oscillografici nei punti I, II, III, IV e V dello schema di fig. 6. Il traslatore si è fatto funzionare nelle tre fasi di *prova e blocco, trasmissione degli impulsi* e *disinnesto;* la fig. 7 indica i risultati della verifica.

I cinque oscillogrammi sovrapposti sono relativi ai seguenti circuiti:

I — filo *c* entrante,
II — filo *a* della linea di giunzione,
III — filo *b* della linea di giunzione,
IV — filo *c* uscente,
V — relè *L* 1800.

L'esame è stato fatto con resistenza di linea praticamente nulla, allo scopo di ottenere una più evidente rappresentazione dei fenomeni.

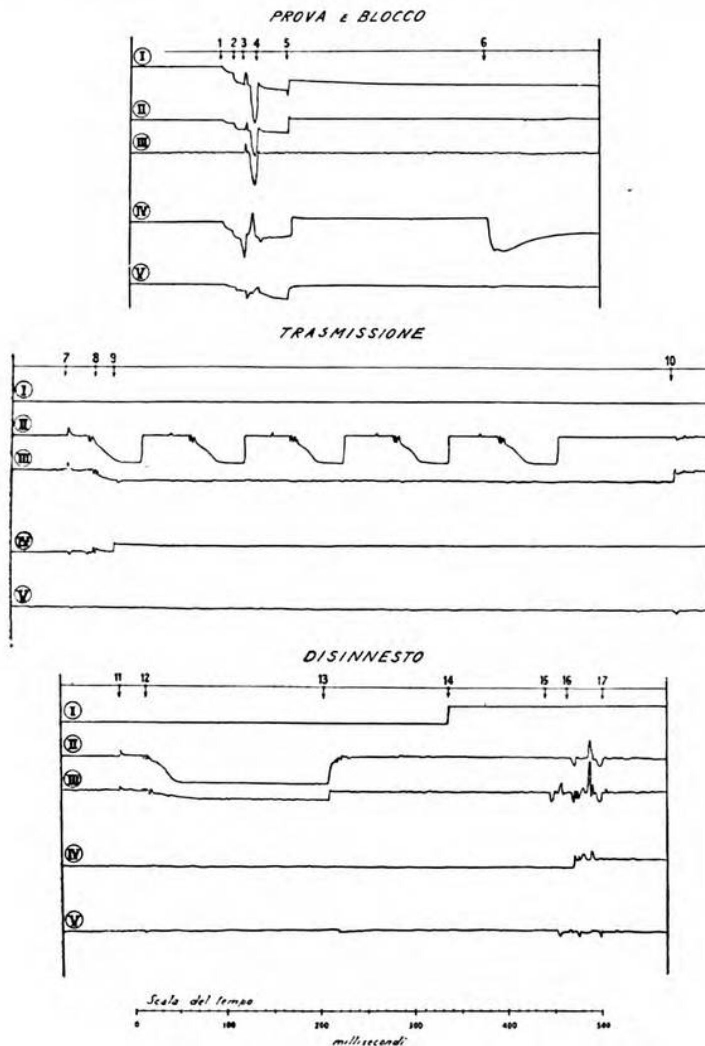


Fig. 7. — Verifica oscillografica del traslatore 3-2 fili.

a) *Prova e blocco.* — In condizioni di riposo i circuiti II, IV e V sono percorsi dalla corrente di tenuta di *L* e *T*. La corrente nel circuito V è però di valore assai limitato, dell'ordine di 3 mA. All'istante 1 si inizia la prova da parte del selettore precedente, la corrente di prova percorre i circuiti I, II e IV, mentre una piccola

parte di essa è derivata (senza alcun effetto) nel circuito V. All'istante 2 il relè di prova del selettore precedente attira l'àncora e si osserva il brusco aumento di corrente dovuto al blocco.

L'avvolgimento *T* 175 è così eccitato in senso opposto a *T* 5500, epperò il relè cade a fondo all'istante 3 (circa 25 millisecondi dopo la prova). La caduta ha per effetto di chiudere t''' (I) dal lato di riposo e d'inviare quindi corrente alternata sul filo *b*. Tale corrente (che è visibile in tutti i circuiti giacchè ritorna per il filo *a*) non ha alcun effetto su *L* (che è ancora eccitato); essa cessa non appena il relè *T*, ripreso il movimento di attrazione, apre il contatto t'''(I) (istante 4).

L'àncora di *T* continua a muoversi, finchè dopo circa 30 millisecondi (istante 5) si sposta il contatto t' (II). La corrente in I assume il valore fisso di tenuta; in II, IV e V cade a zero. Dopo circa 210 millisecondi (istante 6) il relè *L* cade a chiude l^{V}, facendo comparire in IV la corrente di tenuta del selettore successivo. L'andamento di tale corrente segue, in principio, la curva relativa al riscaldamento della lampadina di segnalazione.

E' da notare che il ritardo alla caduta di *L*, più sopra rilevato, è in pratica assai minore perchè la resistenza della linea diminuisce la intensità di eccitazione di tale relè.

b) *Trasmissione*. — Nella condizione di cui sopra il traslatore non subisce alcuna modificazione fino al disinnesto.

Il diagramma indica la trasmissione di cinque impulsi (cifra 5 sul disco combinatore); all'istante 7 si nota l'extracorrente prodotta dalla prima apertura del circuito di abbonato e traslata attraverso al circuito del I selettore di gruppo. Questa extracorrente compare anche nel circuito IV (perchè viene riportata sul filo *c* per traslazione attraverso al circuito del selettore seguente) ed anche nel circuito V perchè essa attraversa, con un breve lampo, la lampada al neon; ciò non ha però alcuna influenza sul relè *L*.

All'istante 8 si nota l'inizio del primo impulso e, immediatamente dopo, in III, l'invio della corrente di guida sul filo *b*. A circa metà del primo impulso (istante 9) essendosi aperto il contatto di testa del selettore successivo, la corrente di tenuta in IV cade al valore normale. Dopo circa 125 millisecondi (istante 10) dalla fine dell'ultimo impulso, cessa la corrente di guida dando luogo alla scarica del condensatore del I selettore di gruppo. Una piccola extracorrente è segnalata anche in V.

c) *Disinnesto*. — L'abbonato chiamante riappende il ricevitore, ciò che è indicato dalla extracorrente che appare all'istante 11, in II e III. Segue, a partire dall'istante 12, l'invio di un impulso positivo (terra) su *a* e di un impulso negativo (batteria) su *b* finchè, circa 200 millisecondi dopo (istante 13), cade il relè di occupazione del I selettore di gruppo precedente. In II si nota la scarica del condensatore, in III la corrente cade a zero, mentre in V si nota una lieve scarica, che però non ha alcun effetto su *L*.

Circa 130 millisecondi dopo (istante 14) nel I selettore di gruppo si apre il circuito del filo *c* e viene quindi a mancare la corrente in I. Dopo circa 110 millisecondi (istante 15) *T* cade e si ha l'invio della corrente alternata in III e in V, mentre una parte, qui non registrata, è derivata sul filo *b* verso il selettore seguente. E' da notare in V che, oltre alla corrente alternata, si ha attraverso alla lampada il passaggio di una corrente continua. Dopo circa 20 millisecondi (istante 16) *L* si è eccitato ed è quindi visibile un ritorno di corrente in II e IV; in quest'ultimo viene anche a mancare la corrente di tenuta del selettore successivo, il quale disinnesta.

All'istante 17 *T* si rieccita al primo grado; viene a mancare la corrente alternata e sono ripristinate le condizioni iniziali.

6. - Costruzione, installazione, impiego.

I traslatori sopra descritti, per la loro grande semplicità, si prestano a una costruzione molto compatta. Le fig. 8 e 9 rappresentano un telaio per 10 linee, dal lato di uscita e dal lato di entrata rispettivamente. Il telaietto, avente le dimensioni di cm^2 30 × 44, porta i 10 relè sotto cappa di protezione, le 10 lampadine di segnalazione, i 10 tasti di esclusione, la striscia di attacco a saldatura, le bobine termiche e la valvola principale. Il telaio dei traslatori dal lato di entrata, porta, oltre a quanto è elencato, le 10 lampade al neon.

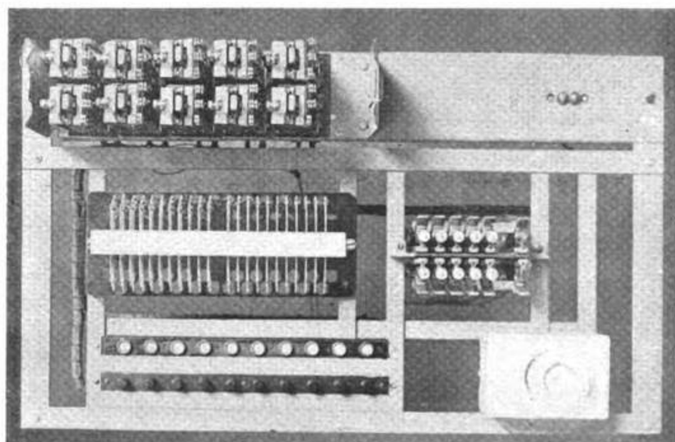


Fig. 8. — Vista anteriore del pannello per 10 traslatori, lato di uscita (Centrale « Vercelli », Milano).

L'installazione dei traslatori si eseguisce in modo molto semplice riunendo diversi telai del tipo indicato, in pannelli verticali. Questi pannelli vengono installati, a seconda dei casi, accanto al permutatore principale oppure al ripartitore fra i I e i II selettori di gruppo, in modo da ridurre al minimo i collegamenti locali (5 fili per ogni traslatore).

La corrente alternata usata è quella industriale a 42 o 50 hertz attraverso trasformazione a 100 volt. Se tale alimentazione venisse a mancare, un relè di guardia *W* (fig. 6), in serie con una lampada al neon, si diseccita ed inserisce automaticamente la corrente alternata di chiamata della centrale (80 volt, 25 hertz); tutto è rimesso automaticamente nelle condizioni iniziali, non appena la corrente stradale ritorna.

Il costo d'impianto del nuovo traslatore è tale da renderlo preferibile alla soluzione classica del terzo filo, a cominciare dalla lunghezza media di circa 1,6 ÷ 1,8 km, anzichè da quella di 4 km, come accadeva col vecchio tipo. La sua adozione è senz'altro conveniente

per le linee più lunghe di 2 km; per distanze inferiori occorre istituire di volta in volta calcoli di confronto per tener conto delle varie combinazioni possibili di cavi economici (per esempio con diametro dei conduttori di 4/10 di mm) in tubazioni già esistenti.

Il traslatore si rende poi particolarmente vantaggioso ove la disponibilità di cavi esistenti, o addirittura di tubazioni, sia esaurita.

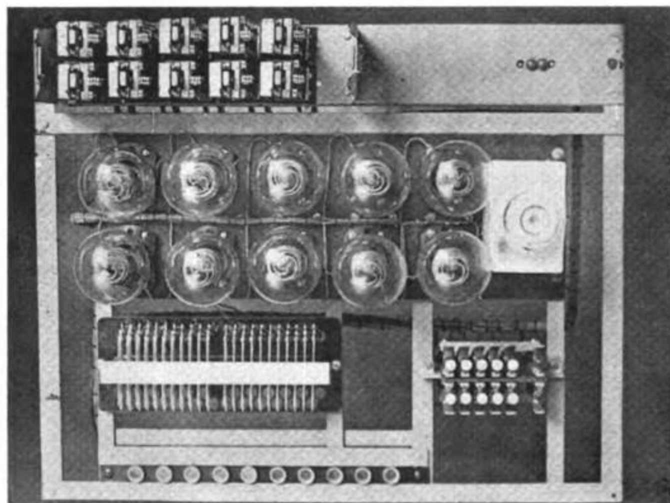


Fig. 9. — Vista anteriore del pannello per 10 traslatori, lato di entrata (Centrale « Romana », Milano).

Di norma la posa di nuovi cavi (e di eventuali tubazioni) deve essere proporzionata, per riuscire conveniente, non al fabbisogno immediato ma a quello di un lungo periodo di tempo, e richiede quindi una fortissima spesa; con l'impiego del traslatore, aumentandosi senza altro del 50 % la potenzialità delle giunzioni esistenti, si può ritardare sensibilmente l'ingente spesa dei nuovi cavi e delle canalizzazioni relative.

Milano - Servizio Centrali S.T.I.P.E.L.

-- INFORMAZIONI E NOTIZIE --

Italo Radio - Collegamenti transoceanici a onda corta. — Già altre volte [1] si è avuta occasione di segnalare le caratteristiche tecniche degli impianti trasmittenti costruiti ed eserciti dalla Società Italo Radio, e di mettere in luce i risultati da essi conseguiti nei collegamenti transoceanici ad onda corta in servizio radiotelefonico pubblico. Una ulteriore notevole conferma della bontà degli impianti è stata data dalla recente ritrasmissione nell'America del Nord e nell'America del Sud del celebre « discorso agli operai », che il Duce pronunciò il 6 ottobre 1934 a Milano, suscitando così larga eco in tutti gli ambienti nazionali ed internazionali.

Per ragioni di propagazione ormai a tutti note, la lunghezza di onda da adottarsi per il collegamento con l'America del Nord è ben lungi dall'essere altrettanto adatta per il collegamento con l'America del Sud. Invero, mentre per quest'ultima occorre, durante il periodo diurno, ricorrere a frequenze nei dintorni di 20.000 kHz, per la prima è necessario aggirarsi, per lo stesso periodo, intorno a 13.000 kHz. La ritrasmissione del discorso dovendo risultare simultanea, fu necessario modulare contemporaneamente due emissioni diverse, una su 19.520 kHz, l'altra su 13.104 kHz con egual grado di efficacia. Ciò avvenne in modo perfetto, tanto che la « Radio Corporation of America » e la « Transradio Argentina » poterono a loro volta radiodiffondere il discorso, rispettivamente in tutti gli Stati Uniti d'America ed in tutta l'Argentina, con pieno successo. I dispositivi che permisero di attuare la modulazione contemporanea formeranno oggetto di una nota tecnica, che confidiamo di pubblicare prossimamente.

Può essere frattanto di qualche interesse riferire che i tecnici della Italo Radio hanno di recente costruito e messo in esercizio un nuovo complesso trasmittente ad onda corta di grande potenza, il quale, pilotato da un unico pannello di comando, permette la emissione simultanea su tre diverse lunghezze d'onda. Ciascuna di queste è manipolata o modulata, indipendentemente dalle altre, a mezzo di dispositivi per i quali è in corso la domanda di brevetto, e su cui sarà ampiamente riferito in sèguito. L'importanza del risultato è soprattutto notevole dal lato dell'esercizio, poichè, come è noto e com'è d'altronde facilmente intuibile, i fattori economia ed indipendenza si avvantaggiano in modo decisivo di simili progressi tecnici.

V. G.

*

Primo Convegno Corporativo della Radio. — Il Convegno della Radio tenutosi a Milano il 30 settembre 1934 per iniziativa del Gruppo Costruttori di Apparecchi Radio dell'A.N.I.M.A., fu chiamato « corporativo » con un anticipo non privo di significato sull'insediamento

[1] A. F., 1932, I, p. 154; 1933, II, p. 377; 1934, III, p. 149.

ufficiale delle Corporazioni fatto dal Duce in Campidoglio il 10 novembre. Il convegno infatti riuniva esponenti di attività diverse che si svolgono nel campo della radio — tecnica, industria, commercio — e che al suo sviluppo concorrono tutte, anche se in forme differenti.

In sede di relazioni, T. Mohwinckel esaminò la forma di distribuzione mediante i conti deposito, scindendo quelli che sono fatti per facilitare al depositario la formazione di un magazzino per la vendita e che sono da considerarsi perciò come una vendita con pagamento ritardato, da quelli fatti per le vendite rateali in nome e per conto dell'industriale, nei quali il depositario ha funzioni semplicemente di intermediario. I primi sono depositi volontari, i secondi obbligatori.

Il relatore si limitò ad esporre le norme di legge e le modalità inerenti alle due forme di depositi, mentre nella discussione che ne seguì fu espresso anche il parere che i depositi venissero regolati in base alle reali possibilità delle vendite.

M. Ramella ed I. Mottola riferirono sugli sconti rilevando che, nella parziale normalizzazione oggi raggiunta, si tende verso una uniformità di prezzi e di sconti, che equilibrerebbe il compenso del commerciante in limiti ben definiti, se non intervenissero i ribassi che i commercianti concedono al pubblico per strappare gli affari. Entrambi i relatori considerarono come una necessità imprescindibile il mantenimento dei prezzi di listino.

Il tema fondamentale del convegno fu dunque la disciplina delle funzioni distributrici e fu raggiunta indubbiamente, col chiarimento delle modalità con le quali esse si svolgono attualmente, la dimostrazione di un'aspirazione comune verso tale disciplina, che è da ritenere ugualmente indispensabile così all'interesse del pubblico come al fiorire dell'industria e del commercio radio, con la conseguenza dello sviluppo quanto più possibile rapido della nostra radiofonia.

La questione è tuttavia così grave, che non ci si può adagiare in questa semplice constatazione. Se un passo avanti considerevole verso una disciplina della distribuzione fu fatto con la firma di una convenzione, che fissa le modalità per le vendite rateali, altri accordi debbono essere conclusi per tutte le rimanenti forme di vendita; soprattutto occorre che accordi di questo genere abbiano la forza ed i mezzi per imporre il rispetto a coloro che li hanno accettati.

Sta di fatto che, mentre da una parte rimane in taluni commercianti la pratica illogica e dannosa di una concorrenza di prezzi, che non può esser fatta se non assottigliando quel margine che è il compenso onesto e indispensabile di un sano esercizio commerciale, da un'altra parte permane in taluni industriali l'idea fallace di poter raggiungere con maggior profitto il consumatore mediante forme di distribuzione extra-commerciali, che si avvalgano di enti di carattere associativo o assicurativo e di aziende, che hanno scopi diversi da quelli direttamente commerciali e per le quali l'apparecchio radio non è che un mezzo di pubblicità o un consumatore di energia.

Perciò, se sono perfettamente giustificate le osservazioni che i relatori Ramella e Mottola fecero al convegno sui prezzi e sugli sconti, e le loro esortazioni al commercio per il mantenimento rigoroso delle condizioni di vendita indicate dei costruttori, bisogna che l'industria si convinca che è assolutamente indispensabile che essa per prima le rispetti anche quando si avvalga per la distribu-

zione — ove questo non si possa evitare — di enti o di aziende non commerciali.

A. Filipponi, U. Soleri e G. Grigolato, nelle loro relazioni sui cambi, sulle garanzie e sulle riparazioni, misero in luce come e per la scarsa preparazione del pubblico e per la riduzione delle spese inerenti alle garanzie, sia sempre più necessaria una particolare capacità tecnica delle aziende commerciali, che le renda idonee ad eseguire le installazioni, le manutenzioni e le riparazioni correnti. L'importanza di tale funzione tecnica in questo settore del commercio è palese ed è una conferma di più della indispensabile funzione commerciale e della necessità che il commercio sia associato a tutti i sistemi di distribuzione, compresi quelli a mezzo di enti e di aziende non commerciali.

Tale funzione è stata finora anche ostacolata dalla legge, che stabilisce una unica licenza per le costruzioni e per le riparazioni; la quale, se è di lieve peso per una fabbrica, è troppo onerosa per un commerciante. Provvida perciò è la imminente modificazione, che stabilirà una licenza di vendita comprensiva della licenza di riparazione con un costo più sopportabile e più equo.

Occorre promuovere una collaborazione sempre più stretta fra il commercio, l'industria e l'ente concessionario delle radioaudizioni circolari, e stabilire una disciplina di rapporti secondo norme, che sono state proposte e attendono la loro attuazione. Il convegno espresse infine il voto che la legislazione in materia di radiofonia sia semplificata e possibilmente riordinata in un testo unico. *M. C.*

*

Concorso a borse di studio indetto dal C. N. R. — Il Consiglio Nazionale delle Ricerche, Comitato per la Radiotelegrafia e le Telecomunicazioni, allo scopo di incoraggiare gli studiosi della radio e di favorire lo sviluppo della cultura scientifica e tecnica e le ricerche nel campo delle radiocomunicazioni, determina:

Coi fondi messi a disposizione dall'industria nazionale in esito all'interessamento del Comitato (Ufficio Marconi L. 3000; E.I.A.R. L. 3000; Compagnia Generale di Elettricità L. 3000; Società Magneti Marelli L. 3000; Società Allocchio Bacchini e C. L. 2000; Società Nazionale delle Officine di Savigliano L. 2000; Società Zenith L. 2000) e con i fondi che il Consiglio Nazionale delle Ricerche destina allo scopo, vengono costituite e messe a concorso le borse di studio sotto indicate:

a) 4 borse di studio, ciascuna di L. 5000;

b) 4 borse di studio, di cui due di L. 3000 e due di L. 2000 ciascuna.

Il concorso è per titoli e vi possono partecipare tutti i cittadini italiani.

Le istanze di ammissione al concorso, redatte in carta bollata da L. 5, devono pervenire alla Segreteria del Comitato in Roma, Via del Seminario, 76, non oltre il 20 dicembre 1934-XIII, corredate dai certificati debitamente legalizzati:

1) Certificato su carta da bollo da L. 3, comprovante l'iscrizione dell'aspirante ai Fasci di Combattimento, nonchè la data della iscrizione, da rilasciarsi dal Segretario Federale della Provincia in cui il concorrente è domiciliato. Per gli italiani non regnicoli è richiesta la iscrizione ai Fasci all'estero.

Qualora l'aspirante appartenga ai Fasci di Combattimento da data anteriore al 28 ottobre 1922, dovrà dimostrarlo con il certificato da rilasciarsi personalmente dal Segretario della Federazione dei Fasci di Combattimento presso la quale è iscritto. Detto certificato deve contenere, oltre alla indicazione della data dell'effettiva iscrizione ai Fasci di Combattimento, l'attestazione che l'iscrizione stessa continua ed è stata ininterrotta, e deve essere vistato dal Segretario, o dal Segretario amministrativo, ovvero da uno dei due Vice Segretari del P. N. F.

Per gli italiani non regnicoli il certificato deve essere firmato personalmente dal Segretario del Fascio all'estero, in cui l'interessato risiede, ovvero dal Segretario Generale dei Fasci all'estero e vistato, per ratifica, dal Segretario o da uno dei due Vice Segretari del P. N. F.

2) Estratto dall'atto di nascita, su carta da bollo da L. 7, dal quale risulti che l'aspirante ha compiuto, all'atto del presente avviso, l'età di 18 anni e non superato quella di 30.

Il limite massimo di età è elevato a 35 anni per coloro che hanno prestato servizio militare, in qualità di ex-combattenti durante la guerra 1915-18; a 39 anni, per i mutilati ed invalidi di guerra o per la causa fascista e per gli ex-combattenti decorati al valore militare; ed è inoltre aumentato di 4 anni per gli iscritti ai Fasci di Combattimento, senza interruzione, da data anteriore al 28 ottobre 1922. Quest'ultimo beneficio è cumulabile con quelli precedentemente indicati.

3) Certificato su carta da bollo da L. 3 dal quale risulti che l'aspirante è cittadino italiano e gode dei diritti politici.

4) Foglio di congedo illimitato ovvero certificato di esito di leva o di iscrizione nelle liste di leva. Coloro che abbiano prestato servizio militare durante la guerra 1915-18 presenteranno copia dello stato di servizio o del foglio matricolare, annotata delle benemerenze di guerra e la prescritta dichiarazione integrativa.

5) Certificato di studio con la specifica indicazione delle votazioni riportate anche in ciascuna materia di profitto, nonchè curriculum degli studi compiuti ed eventualmente altri titoli, pubblicazioni e documenti debitamente elencati, atti a provare la preparazione culturale del concorrente.

Nella domanda l'aspirante deve indicare le sue complete generalità, il domicilio ed il recapito per le eventuali comunicazioni del Comitato e specificare a quali borse concorre, obbligandosi a sottostare alle condizioni stabilite nel presente avviso di concorso.

Gli aspiranti alle borse di studio di cui alla lettera *a)* devono essere laureati in ingegneria od in fisica. Essi, in caso di assegnazione della borsa, assumono l'obbligo di frequentare la Scuola Post-Universitaria di Bologna per conseguirvi il diploma di specializzazione in radiocomunicazioni.

L'ammontare della borsa verrà pagato in 5 rate eguali, di cui 3 nel primo anno e due nel secondo anno del corso, su richiesta ed attestazione di frequenza e profitto rilasciata dal Direttore della Scuola.

Gli aspiranti alle borse di studio di cui alla lettera *b)* dovranno dimostrare con documenti di cui al N. 5 di essere idoneamente preparati a seguire, durante l'anno scolastico 1934-35, un corso di studi o di esperienze in radiotecnica presso qualche istituto superiore o laboratorio specializzato.

E' in facoltà della Presidenza del Comitato di commutare tutte

o qualcuna delle borse di cui alla lettera *b)* in premi da assegnare a titolo di incoraggiamento per speciali studi od esperienze riconosciute degne di particolare considerazione.

L'ammontare delle borse di cui alla lettera *b)* sarà pagato nel numero di rate mensili posticipate e con le modalità che verranno stabilite dalla Presidenza del Comitato.

Il pagamento della borsa è sospeso, a giudizio della Presidenza, all'assegnatario che, senza giustificato motivo, sospenda la sua attività o non serbi buona condotta.

Il Comitato non assume responsabilità per eventuali dispersioni o qualsiasi danno dei titoli, pubblicazioni e documenti inviati.

Il giudizio per l'assegnazione delle borse è dato inappellabilmente dalla Presidenza del Comitato, su relazione scritta di apposita Commissione da essa nominata.

Ove sorgessero dubbi di interpretazione del presente avviso di concorso o si riconoscesse la necessità di modificarlo, deciderà in merito la Presidenza anzidetta.

Roma, 19 novembre 1934-XIII. *Il Presidente* : G. MARCONI.

*

Corso sui tubi elettronici. — Il R. Istituto Superiore d'Ingegneria di Torino comunica che il prof. dott. G. Sacerdote, in sèguito a deliberazione del Consiglio Accademico, terrà un corso monografico dal titolo « Tubi elettronici e loro applicazioni ».

Verranno trattati i seguenti argomenti :

Emissione termoionica - Effetto granulare - Il diodo - I circuiti di alimentazione - Il triodo - I poliodi - Misure sui tubi elettronici - Tecnica costruttiva dei tubi - Il triodo amplificatore per bassa frequenza - Il triodo amplificatore per alta frequenza - Il triodo rivelatore ed oscillatore - Gli apparecchi radioriceventi - I tubi elettronici nella tecnica delle misure.

Le lezioni avranno luogo nell'aula della Scuola Elettrotecnica G. Ferraris il martedì dalle 18 alle 19, a cominciare da martedì 15 gennaio 1935-XIII. *Re.*

NECROLOGIE

GIUSEPPE VANNI

Il prof. Giuseppe Vanni, accademico dei Nuovi Lincei, docente universitario di fisica, membro del Consiglio Nazionale delle Ricerche, direttore e titolare della cattedra di radiotecnica all'Istituto Militare di Radiotelegrafia ed Elettrotecnica del R. Esercito, membro del Comitato direttivo di questa rivista, aveva lasciato il servizio attivo da oltre un anno, ma non aveva interrotto l'attività che da più di un cinquantennio, dedicava alla scienza. La morte, che Lo ha colpito il 1° novembre 1934, dopo pochi giorni di malattia, ha troncato bruscamente un lavoro che doveva riassumere la Sua lunga esperienza, il « Trattato di Radiotecnica », ultima espressione del desiderio di semplicità e chiarezza che aveva animato tutta la Sua carriera didattica.

Nato nel 1862 ad Albano Laziale, si laureò in fisica nel 1887, conseguì la libera docenza in fisica tecnica nel 1902 presso la R. Scuola di Applicazione per gli Ingegneri di Roma, nel 1912 divenne direttore principale dell'Istituto Centrale Militare di Radiotelegrafia ed Elettrotecnica, ed ebbe l'ambito onore di insegnare i principi scientifici di fisica e chimica alle LL. AA. i Principi Reali.

Nel 1912 riuscì, utilizzando uno speciale microfono idraulico, a corrispondere in radiofonia con Tripoli raggiungendo una distanza che a quel tempo era un primato. Di queste esperienze parlò il Fleming davanti alla « Royal Institution »: esse valsero all'Autore il Premio Cagnola per il 1914. Fu più volte inviato all'estero come delegato del Ministero della Guerra presso le riunioni interessanti la radio; fu vice presidente della Unione Radio Scientifica Internazionale nel 1928, e presidente della delegazione italiana presso il Comitato Consultivo Internazionale delle Radiocomunicazioni all'Aja.

Nel 1929 fu nominato membro del Consiglio Nazionale delle Ricerche; dal 1922 al 1932 fu direttore del *Bollettino radiotelegrafico del R. Esercito*. Negli ultimi anni si occupò di questioni riguardanti la produzione e la propagazione delle onde ultracorte.

Il ricordo di Lui resterà indelebile nella memoria delle centinaia di ufficiali che appresero da Lui gli elementi della radio, per la chiarezza magistrale delle Sue lezioni. Egli aveva la parola elegante, ed un modo tutto Suo di porgere i concetti più delicati sotto forma semplice ed attraente; sapeva inserire nel discorso, già di per sè limpido, esperienze che conferivano alla parola una evidenza tutta particolare.

La radio perde con Lui un veterano illustre ed un pioniere appassionato, l'Arma del Genio un Maestro esemplare, oltre che per sapienza, per animo paterno ed affettuoso, rettitudine e devozione al dovere.

U. T.

Vol. III - N. 6 Dicembre 1934-XIII

ALTA FREQUENZA

SOMMAIRE

Notes de la Rédaction .. .. Page 657

N. CARRARA: Sur la détection des microondes .. .. .. » 661

Dans un précédent article on a donné une explication du mécanisme de la détection des microondes effectuée avec un triode a grille positive, le fonctionnement duquel peut se comparer à celui d'un diode à électrodes très rapprochés; la détection des ondes a lieu pour des fréquences allant jusqu'à 10^9 *Hz, et l'intensité de la réception est presque indépendante de la tension de grille.*

H. E. Hollmann, d'après nombreuses recherches, a en suite confirmé ces conclusions, mais selon lui l'intensité de la réception est strictement liée à la valeur de la tension de grille.

En examinant cette divergence on démontre qu'elle provient des conditions différentes dans lesquelles les recherches ont été effectuées.

G. MONTEFINALE: Radiophares pour la navigation maritime et aérienne .. .. Page 673

On décrit les principaux types de radiophares actuellement en usage pour la navigation maritime et aérienne et on met en relief que exigences différentes des deux services imposent des caractéristiques différentes dans les installations.

On donne des renseignements sur les installations récentes de radiophares pour le guidage dans les routes aériennes et dans les atterrissages à l'aveugle.

C. M.: Cinquième Congrès de l'Union Radio Scientifique Internationale (U. R. S. I.) .. .. » 705

Le congrès a eu lieu à Londres du 11 au 20 septembre 1934 et a été présidé par le prof. Eccles.

Dans les différentes commissions, qui ont été divisées en sous-comités pour faciliter le travail, ont été discutés et examinés les rapports présentés sur les sujets suivants: Mesures et étalons de fréquence - Mesures de champ - Mesures de l'ionosphère - Effets des taches solaires et des éclipses - Interaction des radioondes - Origine, propagation et mesures des atmosphériques - Année polaire - Propagation des ondes électromagnétiques dans l'ionosphère et étude de la haute atmosphère - Ondes très courtes - Théorie des oscillations.

Enfin on a fixé les programmes et les sujets à étudier au prochain congrès qui, sur l'invitation du Gouvernement Italien, aura lieu à Rome.

Pendant le congrès on a visité les installations et les laboratoires les plus importants relatifs aux radiocommunications.

G. A.: Troisième Réunion du Comité Consultatif International des Radiocommunications (C. C. I. R.) .. Page 712

On résume les avis émis par le C. C. I. R. sur les questions les plus importantes discutées à Lisbonne pendant sa troisième réunion, en septembre et octobre derniers, et on indique les nouvelles questions posées pour la quatrième réunion.

SOMMAIRE

Lettres à la Rédaction .. .. Page 728

Résumés .. .. » 732

Chronique .. .. » 739

Livres et Publications .. .. » 742

Brevets .. .. » 745

Appareils nouveaux:

G. GINOCCHIO: Un nouveau type de translateur pour les réseaux téléphoniques urbains .. .. » 753

Les fils des lignes qui, selon le système Siemens et Halske, relient deux bureaux téléphoniques d'un réseau urbain, sont au nombre trois; il était utile de les pouvoir réduire à deux.

Ce problème avait été résolu avec plusieurs types de translateurs, mais, étant donné leur prix, ils ne convenaient que dans les cas, plutôt rares, de lignes plus longues que 4 km.

Le nouveau type de translateur qui a été étudié par la S.T.I.P.E.L. et appliqué dans le réseau de Milan, fonctionne en courant alternatif et est très simple et économique. Il suffit d'employer un relais à une des bornes de la ligne, et un autre en série avec une lampe au néon, à l'autre borne. Le prix est considérablement réduit et son champ d'application s'étend jusqu'à une longueur de ligne de 1,8 à 2 km, c'est-à-dire à presque tous les cas dans les réseaux urbains.

Informations .. .. Page 763

Nécrologie: G. Vanni .. .. » 768

Vol. III - N. 6 Dicembre 1934-XIII

ALTA FREQUENZA

CONTENTS

Editorial .. .. Page 657

N. CARRARA: On the detection of micro-waves .. .. » 661

In a previous article, the author has explained the mechanism of the detection of micro-waves by means of a triode with a positive grid, which works like a diode with electrodes of very small separation, and which can detect waves of any frequency up to 10^9 *Hz. The intensity of the reception is independent of the grid voltage.*

H. E. Hollmann, in a later research, has confirmed these results, but has found that the intensity of reception is largely dependent upon the grid voltage.

This divergence is examined in the present article, and it is shown that its cause lies in the different conditions in which the experiments have been carried out.

G. MONTEFINALE: Radio-beacons for the marine and aerial navigation .. .. Page 673

A description is given of the principal types of radio-beacons at present in use for marine and for aerial navigation.

Each service requires special characteristics in its apparatus. Information is given concerning radio-beacons of recent construction for guidance along aerial courses and during the landings in fog and at night.

C. M.: Fifth Congress of the International Scientific Radio Union (U. R. S. I.) .. .. Page 705

The congress was held in London in September 1934 under the presidency of Professor Eccles.

The commissions, divided into sub-committees to facilitate progress, discussed the reports presented on the following subjects: Frequency measurements and standards - Field measurements - Ionosphere measurements - Effects of sun spots and of eclipses - Interaction of radio waves - Origin, propagation and measurements of atmospherics - Polar year - Propagation of radio waves in the ionosphere and study of the upper atmosphere - Ultra short waves - Theory of oscillations.

Programmes and subjects have been settled for the next congress which, on the invitation of the Italian Government, is to be held in Rome.

During the congress some of the most important laboratories and plants for radio-communication were visited.

G. A.: Third Meeting of the International Consultative Committee of Wireless Communications (C. C. I. R.) .. Page 712

The recommendations of the C. C. I. R. on the most important questions discussed in the third meeting of the Committee are summarised. The meeting was held at Lisbon; subjects proposed for the fourth meeting are also mentioned.

CONTENTS

Letters to the Editor .. .. Page 728

Abstracts .. .. » 732

Chronicle .. .. » 739

Books and Publications .. .. » 742

Patents .. .. » 745

New Apparatus:

G. GINOCCHIO: A new type of translator in automatic networks .. .. » 753

In a city telephone network with automatic switches, the lines connecting two exchanges, following the Siemens and Halske system, are made of three wires. A new type of translator, introduced in Milan by the S.T.I.P.E.L., requires only two wires. This apparatus uses alternating current and involves two relays, one at each end of the line, and also a neon lamp.

It is more simple in construction and cheaper than all the types used in the past. Its field of economical application is over 1,8-2 km, whereas in the previous types the distance was over 4 km, a separation which is relatively uncommon for urban exchanges.

Information .. .. Page 763

Obituary: G. Vanni .. .. » 768

Vol. III - N. 6 Dicembre 1934-XIII

ALTA FREQUENZA

INHALT

Anmerkungen der Schriftleitung .. .. Seite 657

N. CARRARA: Ueber die Gleichrichtung der Mikrowellen .. » 661

Eine in einer vorhergehenden Arbeit gegebene Zusammenstellung von Versuchsergebnissen gestattet eine Deutung des Verfahrens, bei dem Mikrowellen mittels Röhren mit positivem Gitter gleichgerichtet werden können.

Man wiederholt hier einige der wichtigsten Schlussfolgerungen. Die Röhre mit positivem Gitter verhält sich wie eine Diode mit sehr nahen Elektroden; sie ist für jede beliebige Frequenz (bis 10^9 Hz) empfindlich, und die Empfangslautstärke ist in einem grossen Bereich von der Gitterspannung unabhängig.

H. E. Hollmann hat später anhand zahlreicher Versuche diese Ergebnisse und Schlussfolgerungen bestätigt und erweitert. Doch ist nach Hollmann die Empfangslautstärke sehr stark von der Gitterspannung abhängig.

Verfasser nimmt zu diesem Unterschied Stellung und zeigt, dass er von den verschiedenen Bedingungen herrührt in welchen in beiden Fällen die Versuche durchgeführt worden sind.

G. MONTEFINALE: Funkpeilsender für See- und Luftschiffahrt .. .. Seite 673

Man beschreibt die Hauptarten von Radioleuchttürmen, die zur Zeit für die See- und Luftschiffahrt Anwendung finden, erklärt die Einzelheiten der Anlagen, die je nach Bestimmung verschieden ausgeführt werden, und gibt nähere Angaben über neue Anlagen solcher Stationen, die zur Führung längs Flugstrecken und bei Blindlandungen dienen sollen.

C. M.: Fünfte Versammlung der Internationalen Wissenschaftlichen Radio-Vereinigung (U. R. S. I.) .. .. .. Seite 705

Die Versammlung wurde unter dem Vorsitz des Herrn Prof. Eccles vom 11. bis 20. September 1934 in London abgehalten.

Die verschiedenen Ausschüsse, die zur Erleichterung der Arbeit in Unterausschüsse unterteilt wurden, prüften und erörteten die Berichte über nachstehende Aufgaben: Frequenzmessung und Normalien - Feldstärkemessung - Jonosphäremessungen - Sonnenfleck- und Finsterniseffekte - Gegenseitige Beeinflussung der Radiowellen - Ursprung, Ausbreitung und Messungen der atmosphärischen Störungen - Polarjahr - Ausbreitung der Radiowellen in der Jonosphäre und Untersuchung der höchsten Atmosphäre - Ultrakurzwellen - Schwingungstheorie.

Es wurden für die nächste Versammlung, die auf Einladung der italienischen Regierung in Rom stattfinden wird, Programme festgelegt und Themen vergeben.

Während der Versammlung sind einige der wichtigsten Laboratorien und Grossanlagen für Funkwesen besucht worden.

INHALT

G. A.: Dritte Versammlung des Internationalen Beratenden Ausschusses für Funkverbindungen (C. C. I. R.) .. Seite 712

Die Meinungen über die wichtigsten Aufgaben, mit denen sich der internationale Ausschuss im September und Oktober bei der dritten Versammlung in Lissabon beschäftigt hat, werden zusammengefasst, und die neuen Fragen, die in der vierten Versammlung erörtet werden sollen, aufgezählt.

Briefe an die Schriftleitung .. .. Seite 728

Literatur .. .. » 732

Chronik .. .. » 739

Besprechungen .. .. » 742

Patente .. .. » 745

Neue Apparate:

G. GINOCCHIO: Ein neuer Uebertrager für automatische Ortsnetze .. .. » 753

Es ist bekannt, dass in einem Ortsnetz mit vollautomatischem Betrieb (Siemens u. Halske System) dreiadrige Leitungen zwischen den Aemtern notwendig sind. Mehrere Uebertrager, die nur zweiadrige Leitungen brauchen, sind vorher entwickelt worden, aber sie waren nur wirtschaftlich wenn die Leitungslänge mindestens 4 km betrug.

Ein neuer Uebertrager, welcher von der S.T.I.P.E.L. in Mailand im Betrieb gesetzt worden ist, ist äusserst einfach, weil er nur aus zwei Relais (an beiden Enden der Leitung) und einer Neonlampe besteht. Diese Einfachheit hat auch eine erhebliche Preisverminderung zur Folge, so dass seine Verwendung für alle Leitungen über 1,8-2 km, d. h. in fast all den Fällen wirtschaftlich ist, die ein Ortsnetz darbietet.

Technische Nachrichten .. .. Seite 763

Nekrologe: G. Vanni .. .. » 768



Ing. RENATO SAN NICOLÒ, *Direttore responsabile*
INDUSTRIE GRAFICHE ITALIANE STUCCHI - Via Marcona, 50 - MILANO - 1934 - XIII


Biblioteca
nazionale
centrale
di Roma



Biblioteca
nazionale
centrale
di Roma